



**Pedro Miguel Germano Viegas**

Licenciado em Ciências da Engenharia Eletrotécnica e de  
Computadores

## **Amplificação linear quantizada de sinais multi-portadora**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia  
Eletrotécnica e Computadores

Orientador: Prof. Doutor Paulo Montezuma, Professor  
Auxiliar, FCT-UNL

Co-orientador: Prof. Doutor Rui Dinis, Professor  
Associado com Agregação, FCT-UNL

Júri:

Presidente: Prof. Doutor João Rosas

Arguente: Prof. Doutor Luís Bernardo

Vogais: Prof. Doutor João Pedro Oliveira,  
Prof. Doutor Paulo Montezuma



FACULDADE DE  
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA  
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

**Março de 2017**



*“A persistência é o caminho do êxito.”*

**Charles Chaplin**



## AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer ao meu orientador Prof. Doutor Paulo Montezuma por todo o seu apoio e disponibilidade na realização desta tese de mestrado, e por muitas outras temáticas discutidas em conversas informais, as quais me deram muito a aprender sobre diversas áreas. Muito obrigado por ter compartilhado comigo um pouco do seu *“Know How”*. Gostaria também de agradecer aos meus pais e ao meu avô, por toda a confiança depositada em mim e por todo o seu apoio durante toda a minha vida, mas especialmente durante esta etapa acadêmica, uma vez que me disponibilizaram todas as ferramentas necessárias e mais algumas para a conclusão da minha graduação. Queria também agradecer à Susana Santos, por toda a paciência, compreensão e encorajamento, que foram muito importantes nos momentos menos fáceis. Por último, mas de igual relevância, gostaria de agradecer a todos os meus amigos no geral, mas em particular ao Márcio Alves, Ricardo Laires, Henrique Pereira, Ricardo Pereira, Manuel Mesquita, Pedro Mendes, Tiago Vaz, Fábio Oliveira, Hugo Pereira, Cristiano Pereira, Bruno Duarte, João Eusébio e em especial ao Carlos Simão, por estarem sempre presentes e por me terem ajudado de várias formas a chegar aqui. Sem todos eles não seria impossível, mas seria certamente mais difícil.



## RESUMO

A constante evolução dos dispositivos móveis e das aplicações, acarreta a transmissão de dados com maior velocidade, tanto ao nível da transmissão guiada como da transmissão sem fios. O advento da quarta geração de redes móveis (4G) resultou num crescimento do número de smartphones e tablets e consequentemente do volume de dados transmitidos. Este último, por sua vez, levou à necessidade de desenvolvimento de técnicas multi-portadora, como o OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), espectralmente eficientes para a transmissão de dados digitais, de forma a suportar os ritmos exigidos. Contudo, o aumento do ritmo é conseguido à custa de um sacrifício da eficiência de potência, dado o nível de flutuações de envolvente característica destas técnicas. Com o advento da quinta geração de telefonia móvel (5G), estimam-se ritmos de transmissão 10 a 20 vezes superiores ao 4G e uma maior penetração quer dos dispositivos móveis e células nas quais são empregues este tipo de modulações, que torna crítica uma melhor gestão energética. Consequentemente, é necessária uma maior eficiência energética quer a nível dos dispositivos móveis quer a nível da rede, que pode ser atingida mediante uma amplificação de potência com maior rendimento. Esta pode ser conseguida através de uma amplificação linear, como a proposta nesta tese, com recurso a amplificadores não lineares, na qual o sinal de envolvente variável é decomposto em componentes de envolvente constante, que são amplificadas independentemente por amplificadores saturados. Desta forma consegue-se melhorar o rendimento da amplificação, permitindo uma maior eficiência energética, independentemente do nível da PAPR (Peak to Average Power Ratio) apresentado pelos sinais à entrada do andar de amplificação.

## PALAVRAS-CHAVE

PAPR (Peak to Average Power Ratio), OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), amplificação linear, eficiência energética.





## **ABSTRACT**

The constant evolution of mobile devices and applications, leads to faster data transmission in both guided and wireless transmission. The advent of the fourth generation of mobile networks (4G) and fixed networks has resulted in an increase in the number of smart phones and tablets and consequently the volume of data transmitted. The latter, in turn, has led to the development of multi-carrier techniques, such as OFDM (Orthogonal Frequency Multiplexing), which are spectrally efficient for the digital data transmission, to support the required data rates. However, increasing the data rate is achieved at the expense of power efficiency, given the level of envelope fluctuations characteristic of these techniques. With the advent of the fifth generation of mobile telephony (5G), transmission rates are estimated to be 10 to 20 times greater than 4G and it will be a greater penetration of both mobile devices and cells in which this type of modulation is employed, which makes energy management more critical. Consequently, greater energy efficiency is required for both mobile devices and network level, which can be achieved by higher efficiency power amplification. This can be assured by a linear amplification, using non-linear amplifiers, as proposed in this thesis, in which the variable envelope signal is decomposed into constant envelope components that are independently amplified by saturated amplifiers. In this way, the efficiency of the amplification can be improved, allowing greater energy efficiency, regardless the PAPR (Peak to Average Power Ratio) level presented by the signals at the input of the amplification stage.

## **KEY-WORDS**

PAPR (Peak to Average Power Ratio), OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), linear amplification, energy efficiency.

# INDEX

|                                       |     |
|---------------------------------------|-----|
| Agradecimentos .....                  | v   |
| Resumo .....                          | vii |
| Palavras-chave .....                  | vii |
| Abstract .....                        | ix  |
| Key-words .....                       | ix  |
| Lista de figuras .....                | x   |
| Lista de acrónimos .....              | xii |
| 1. Introdução .....                   | 1   |
| Objetivos .....                       | 1   |
| Organização .....                     | 2   |
| 2. Estado da Arte .....               | 3   |
| 2.1. Modulação SC .....               | 3   |
| 2.1.1 SC-FDE .....                    | 3   |
| 2.1.2 SC-FDMA .....                   | 4   |
| 2.2. Modulação MC .....               | 5   |
| 2.2.1 DWMT .....                      | 5   |
| 2.2.2 WPM .....                       | 6   |
| 2.2.3 FDM .....                       | 7   |
| 2.2.4 OFDM .....                      | 7   |
| 2.3. Métodos de redução da PAPR ..... | 15  |
| 2.3.1 SLM .....                       | 16  |
| 2.3.2 PTS .....                       | 17  |

|       |   |    |
|-------|---|----|
| 2.3.3 | Clipping .....  | 19 |
| 2.5.  | Impacto da distorção provocada pelo clipping .....                                  | 20 |
| 2.6.  | Métodos de pré-distorção .....  | 22 |
| 2.7.  | CE-OFDM - Modulação de envolvente constante .....                                   | 24 |
| 2.8.  | Resumo do capítulo.....   | 28 |
| 3.    | Amplificação linear e quantizada de um sinal MC .....                               | 31 |
| 3.1   | Descrição do método .....   | 31 |
| 3.2   | Propriedades estatísticas da envolvente .....                                       | 34 |
| 4.    | Impacto do erro de quantização sem clipping .....                                   | 43 |
| 4.1   | Processo de quantização.....  | 43 |
| 4.2   | Caracterização estatística dos sinais .....   | 46 |
| 4.3   | Desempenho da quantização .....   | 49 |
| 5.    | Impacto do erro de quantização com clipping .....                                   | 57 |
| 5.1   | Caracterização estatística do clipping .....  | 57 |
| 5.2   | Desempenho da quantização com clipping .....  | 59 |
| 5.3   | Performance da quantização simples VS Performance da quantização com clipping ..... | 65 |
| 6.    | Conclusões e trabalho futuro.....   | 68 |
| 6.1   | Conclusões.....   | 68 |
| 6.2   | Trabalho Futuro.....  | 69 |
|       | Referências .....   | 70 |
|       | Patentes.....   | 72 |

## LISTA DE FIGURAS

|   |    |
|---|----|
| Figura 2.1 - Transcetor para OFDM e SC-FDE [1] .....  | 4  |
| Figura 2.2 - Blocos usados no cálculo da IELT [3].....  | 6  |
| Figura 2.3 - Banco de filtros WPM [3] .....   | 6  |
| Figura 2.4 - Diferença de ocupação do espectro de frequências entre o FDM e o OFDM [6] .....  | 8  |
| Figura 2.5 - Espectro de frequências OFDM [2] .....   | 10 |
| Figura 2.6 - Prefixo Cíclico [7].....   | 11 |
| Figura 2.7 - Transmissor OFDM [6].....  | 11 |
| Figura 2.8 - Modulador OFDM .....   | 12 |
| Figura 2.9 - Demodulador OFDM.....  | 13 |
| Figura 2.10 - BER x SNR das várias técnicas [3] .....   | 13 |
| Figura 2.11 - Diagrama de blocos SLM-OFDM[1] .....  | 16 |
| Figura 2.12 - Efeito "Floor" na BER para SLM [1].....   | 17 |
| Figura 2.13 - Divisão do vetor $S_k$ no sistema PTS [1] .....   | 18 |
| Figura 2.14 - Diagrama de blocos de um sistema PTS [1] .....  | 18 |
| Figura 2.15 - Exemplos de clipping .....  | 19 |
| Figura 2.16 - FDP antes e depois do clipping [9].....   | 20 |
| Figura 2.17 - EVM sem técnicas de pré-distorção [9] .....   | 21 |
| Figura 2.18 - EVM com técnicas de pré-distorção [9] .....   | 21 |
| Figura 2.19 - Diagrama de blocos de um transmissor do tipo HPA+PD [10].....   | 22 |
| Figura 2.20 - BER com e sem o uso do módulo PD [10].....  | 24 |
| Figura 2.21 - Comparação entre as envoltentes do CE-OFDM e OFDM [12] .....  | 25 |
| Figura 2.22 - Diagrama de blocos do transmissor CE-OFDM [11] .....  | 26 |
| Figura 2.23 - Diagrama de blocos do recetor CE-OFDM [11].....   | 26 |
| Figura 2.24 - Espalhamento espectral do CE-OFDM [13] .....  | 27 |
| Figura 2.25 - BER do CE-OFDM e do OFDM convencional [11].....   | 28 |
| Figura 3.1 - Diagrama de amplificação quantizada do sinal complexo, com envolvente constante (por meio de quantizadores "Complexos" e quantização uniforme) .....             | 32 |
| Figura 3.2 - Diagrama de funcionamento da amplificação em fase e quadratura, com envolvente constante (por meio de quantizadores do tipo "Real" e quantização uniforme) ..... | 34 |
| Figura 3.3 - Função Densidade de Probabilidade (FDP) [18].....  | 35 |
| Figura 3.4 - Envolvente de fase e quadratura para 32 sub-portadoras .....   | 37 |
| Figura 3.5 - Envolvente de fase e quadratura para 64 sub-portadoras .....   | 37 |
| Figura 3.6 - Envolvente de fase e quadratura para 128 sub-portadoras .....  | 37 |
| Figura 3.7 - Envolvente de fase e quadratura para 256 sub-portadoras .....  | 38 |
| Figura 3.8 - Envolvente de fase e quadratura para 512 sub-portadoras .....  | 38 |

|  |    |
|--|----|
| Figura 3.9 - Envolvente de fase e quadratura para 1024 sub-portadoras .....  | 38 |
| Figura 3.10 - Distribuição Rayleigh para 32 sub-portadoras .....   | 39 |
| Figura 3.11 - Distribuição Rayleigh para 64 sub-portadoras .....   | 40 |
| Figura 3.12 - Distribuição Rayleigh para 128 sub-portadoras .....  | 40 |
| Figura 3.13 - Distribuição Rayleigh para 256 sub-portadoras .....  | 41 |
| Figura 3.14 - Distribuição Rayleigh para 512 sub-portadoras .....  | 41 |
| Figura 3.15 - Distribuição Rayleigh para 1024 sub-portadoras .....   | 42 |
| Figura 4.1 - (A) Densidade espectral do sinal passa-banda; (B) Frequência central da envolvente complexa; (C) Bloco para $N=9$ , $N'=16$ , e $\Delta N=3$ [18] ..... | 44 |
| Figura 4.2 - Diagrama de blocos de um sistema Mc com funções de quantização [18] .....   | 45 |
| Figura 4.3 - (A) Quantização Uniforme / (B) Quantização Não Uniforme [18].....   | 46 |
| Figura 4.4 - SIR para o sinal quantizado sem clipping.....   | 50 |
| Figura 4.5 - BER para um canal AWGN com 128 sub-portadoras .....   | 51 |
| Figura 4.6 - BER para um canal AWGN com 256 sub-portadoras .....   | 52 |
| Figura 4.7 - BER para um canal AWGN com 512 sub-portadoras .....   | 52 |
| Figura 4.8 - BER para um canal Rayleigh com 128 sub-portadoras .....   | 53 |
| Figura 4.9 - BER para um canal Rayleigh com 256 sub-portadoras .....   | 54 |
| Figura 4.10 - BER para um canal Rayleigh com 512 sub-portadoras .....  | 54 |
| Figura 5.1 - BER com vários índices de probabilidade de clipping.....  | 57 |
| Figura 5.2 - Comparação entre desempenhos da SIR para processos de quantização simples e quantização com clipping .....  | 58 |
| Figura 5.3 - BER do processo de quantização com clipping para 128 sub-portadoras .....   | 59 |
| Figura 5.4 - BER do processo de quantização com clipping para 256 sub-portadoras .....   | 60 |
| Figura 5.5 - BER do processo de quantização com clipping para 512 sub-portadoras .....   | 61 |
| Figura 5.6 - BER do processo de quantização com clipping para 128 sub-portadoras.....  | 62 |
| Figura 5.7 - BER para um processo de quantização com clipping para 256 sub-portadoras ....   | 63 |
| Figura 5.8 - BER de um processo de quantização com clipping para 512 sub-portadoras.....   | 64 |
| Figura 5.9 - Quantização Simples VS Quantização comClipping para o canal AWGN.....   | 65 |
| Figura 5.10 - Quantização Simples VS Quantização comClipping para o canal Rayleigh.....  | 66 |

## LISTA DE ACRÓNIMOS

|         |  |
|---------|--|
| ACI     | <i>Adjacent-channel Interference</i>                           |
| AWGN    | <i>Additive White Gaussian Noise</i>                           |
| BER     | <i>Bit Error Rate</i>  |
| BPSK    | <i>Bi Phase Shift Keying</i>                                   |
| CE-OFDM | <i>Constant Envelope OFDM</i>                                  |
| CFO     | <i>Carrier Frequency Offset</i>                                |
| CP      | <i>Cyclic Prefix</i>   |
| DFT     | <i>Discrete Fourier Transform</i>                              |
| DVB     | <i>Digital Video Broadcasting</i>                              |
| DWMT    | <i>Discrete Wavelet Multitone</i>                              |
| ELT     | <i>Exponential Laplace Transform</i>                           |
| ESNr    | <i>Equivalent Signal-to-Noise Plus Self-Interference Ratio</i> |
| EVM     | <i>Error Vector Magnitude</i>                                  |
| FDMA    | <i>Frequency-Divison Multiple Access</i>                       |
| FDP     | <i>Função Densidade de Probabilidade</i>                       |
| FFT     | <i>Fast Fourier Transform</i>                                  |
| FM      | <i>Frequency Modulation</i>                                    |
| HPA     | <i>High Power Amplifier</i>                                    |
| IBI     | <i>Interblock Interference</i>                                 |
| ICI     | <i>Intercarrier Interference</i>                               |
| IDFT    | <i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>                      |
| IFFT    | <i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>                      |
| IMP     | <i>Intermodulation Product</i>                                 |

|         |  |
|---------|--|
| ISI     | <i>Intersymbol Interference</i>                          |
| LINC    | <i>Linear Amplification with Nonlinear Components</i>    |
| LTE     | <i>Long Term Evolution</i>                               |
| MC      | <i>Multi-Carrier</i>                                     |
| MSK     | <i>Minimum Shift Keying</i>                              |
| OFDM    | <i>Orthogonal Frequency Division Multipelxing</i>        |
| PAPR    | <i>Peak to Average Power Ratio</i>                       |
| PD      | <i>Pré-Distorção</i>                                     |
| PLC     | <i>Power Line Communication</i>                          |
| PN      | <i>Pseudo Noise</i>                                      |
| PSK     | <i>Phase Shift Keying</i>                                |
| PTS     | <i>Partial Transmission Sequence</i>                     |
| QAM     | <i>Quadrature Amplitude Modulation</i>                   |
| QoS     | <i>Quality of Service</i>                                |
| QPSK    | <i>Quadrature PSK</i>                                    |
| SC      | <i>Single-Carrier</i>                                    |
| SC-FDM  | <i>Single-Carrier Frequency Division Multipelxing</i>    |
| SC-FDMA | <i>Single-Carrier Frequency Division Multiple Access</i> |
| SIR     | <i>Signal to interference ratio</i>                      |
| SLM     | <i>Seletive Mapping</i>                                  |
| SNR     | <i>Signal to Noise Ratio</i>                             |
| SSPA    | <i>Solid State Power Amplifier</i>                       |
| WPM     | <i>Wavelet Packet Modulation</i>                         |

# 1. INTRODUÇÃO

No decorrer das últimas décadas, o mundo tem assistido a um grande avanço tecnológico nas mais diversas áreas. Um grande exemplo desse avanço tecnológico é o caso das telecomunicações, em especial com o desenvolvimento da internet e da rede celular. A massificação de dispositivos móveis, nomeadamente smart phones e tablets, levou a que houvesse um crescente volume de dados a serem transmitidos, o que por sua vez torna necessários maiores ritmos de transmissão. Como tal, tem-se assistido a uma evolução faseada dos sistemas de telecomunicações, desde a telefonia móvel de primeira geração (1G), passando pelas de segunda e terceira geração (2G e 3G), até à quarta geração (4G), que é a atualmente usada em comunicações móveis.

O OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) é usado atualmente como técnica de transmissão no DVB (Digital Video Broadcasting), WIFI, 4G, e pode vir a ser adotado no 5G. Isto deve-se ao facto de apresentar uma boa eficiência espectral aliada a uma equalização bastante simples no domínio da frequência. Contudo, e apesar das vantagens referidas, as elevadas flutuações da envolvente complexa do OFDM ou de outras modulações multi-portadora, impõem restrições ao nível da amplificação de potência, o que compromete a duração das baterias dos dispositivos móveis e a eficiência energética dos sistemas. Algumas técnicas foram desenvolvidas para combater as flutuações da envolvente do OFDM, que além de introduzirem distorção também não conseguem evitar os efeitos da distorção não linear do sinal devido à amplificação, o que leva a uma diminuição do desempenho do sistema. Por conseguinte, o desenvolvimento de técnicas de amplificação eficientes e independentes do nível da PAPR dos sinais de entrada, constitui uma boa alternativa às abordagens clássicas adotadas para combater os efeitos das flutuações da envolvente.

## OBJETIVOS

Nesta tese, é estudada uma nova técnica de amplificação linear de sinais OFDM, na qual a envolvente dos sinais é primeiramente quantizada em níveis de quantização que são decompostos como a soma de várias componentes de envolvente constante, que são por sua vez amplificadas de forma independente. Dado que as componentes têm envolvente constante, evita-se a distorção não linear associada a uma amplificação eficiente, com recurso a amplificadores não lineares. É feita uma caracterização da técnica proposta, no que respeita à sua eficiência e fatores limitativos, tais como o número de níveis de quantização, efeitos do erro de quantização e de uma quantização com clipping no desempenho do sistema. Neste contexto, é ainda apresentado um conjunto de resultados de simulação que demonstram o bom desempenho da técnica proposta, independentemente do nível das flutuações de envolvente apresentada pelo sinal de entrada.



## ORGANIZAÇÃO

No presente capítulo, isto é capítulo 1, é apresentada uma introdução à temática e realizada a contextualização do trabalho de investigação desenvolvido. É ainda descrita a organização da tese e apresentada uma breve descrição de cada um dos capítulos.

No capítulo 2 são caracterizadas as modulações SC (Single Carrier) e MC (Multi Carrier) e analisadas as desvantagens e vantagens associadas. Por conseguinte, nas secções 2.1 e 2.2 são caracterizados diversos tipos de modulações SC e MC, respetivamente. A secção 2.3 é dedicada à apresentação de diversas técnicas de redução da PAPR (Peak to Average Power Ratio) dos sinais OFDM. Na secção 2.4, são ainda analisados os aspetos referentes ao impacto da distorção provocada pelo clipping e referenciadas ferramentas que ajudam a compreender e a avaliar o mesmo impacto. Na secção 2.5 são apresentados métodos de pré-distorção, com a finalidade de atenuar a distorção imposta pelo clipping. A finalizar o capítulo, é ainda apresentada uma modulação de envolvente constante, o CE-OFDM (Constant Envelope - OFDM).

No capítulo 3 é caracterizada a técnica de amplificação linear e quantizada de um sinal OFDM, por meio de amplificadores não lineares. Na secção 3.1 é feita toda a descrição do método tendo em conta as suas principais características. Na secção 3.2, são referidas as propriedades estatísticas da envolvente do sinal OFDM que permitem definir o quantizador e erro de quantização a adoptar.

O capítulo 4 é dedicado a uma análise do método proposto no capítulo anterior. Neste capítulo é analisado o impacto da quantização, no método de amplificação proposto no capítulo 3. Na secção 4.1, é descrito o processo de quantização através das suas definições teóricas e esquemas. Na secção 4.2, é revista a caracterização estatística da envolvente e a influência das suas propriedades no processo de quantização e complexidade do andar de amplificação. Por último, na secção 4.3, é analisado o desempenho de um sistema cuja amplificação se baseia no processo de amplificação linear quantizada. Nest contexto, são apresentados um conjunto de resultados obtidos por simulação no Matlab, que sustentam o bom desempenho do sistema.

No capítulo 5 é analisado o impacto da quantização, quando aplicada no processo de amplificação linear quantizada, mas tendo em conta os efeitos de clipping. A secção 5.1 é dedicada à caracterização estatística do clipping após a quantização, e na secção 5.2 é analisado o seu desempenho, através de um conjunto de resultados obtidos por simulação no Matlab. A finalizar este capítulo, na secção 5.3, é feita uma comparação entre o desempenho do processo de amplificação quantizada sem clipping e o desempenho do processo de amplificação com clipping.

Finalmente, no capítulo 6 são apresentadas as conclusões e linhas de trabalho futuras.

## 2. ESTADO DA ARTE

Este capítulo está dividido em três temas, com o objetivo de se fazer uma aproximação sequencial ao foco do problema, que é a amplificação eficiente de um sinal MC. Para tal, na secção 2.1 é feita uma primeira abordagem das modulações SC, onde são especificadas algumas das suas características. Na secção 2.2, é feita uma caracterização das modulações MC, através da análise das suas propriedades. Uma vez descortinadas as técnicas de modulação MC e as suas limitações, avança-se para a secção 2.3, consistindo esta numa terceira abordagem, onde são descritas algumas técnicas que têm como objetivo a redução do valor da PAPR das modulações MC.

Antes de se proceder a uma caracterização da nova técnica de amplificação de um sinal MC, são caracterizadas as técnicas já existentes relativas à redução da PAPR, no que toca à sua implementação, complexidade e limitações.

Neste capítulo, será atribuído maior relevo às modulações MC, nomeadamente no OFDM, ainda que seja feita uma breve abordagem à modulação SC.

### 2.1. MODULAÇÃO SC

Na transmissão de dados existem dois tipos de modulação, a SC na qual apenas existe uma portadora de transporte dos dados e a MC que consiste na divisão dos dados por diversas portadoras.

A SC é a modulação atualmente usada no uplink do LTE (Long Term Evolution) na sua vertente SC-FDMA (Single Carrier- Frequency Division Multiplexing), visto apresentar maior eficiência ao nível da amplificação de potência na transmissão. No entanto, uma modulação do tipo SC tem requisitos mais exigentes ao nível do sincronismo temporal e da complexidade de equalização na presença de canais com desvanecimento seletivo (Selective Fading), o qual consiste na atenuação de forma desigual nas componentes de espectro do sinal.

#### 2.1.1 SC-FDE

Visto que as técnicas MC, nomeadamente o OFDM, apresentam algumas limitações como a amplificação eficiente e a elevada sensibilidade a erros de sincronismo na frequência, uma modulação SC baseada na transmissão por blocos e com igualização no domínio da frequência é especialmente adequada na transmissão de uplink, isto é, entre terminal móvel de estação base. Entre as vantagens das modulações SC com transmissão por blocos podem-se referir:

- ✓ Baixas flutuações na sua envolvente;
- ✓ Comunicações também feitas com recurso a blocos de transmissão;
- ✓ Equalização feita no domínio da frequência;

- ✓ Uso do prefixo cíclico, anulando por completo a ACI (Adjacent Channel Interference).

Na figura 1.1 pode-se visualizar as duas arquiteturas e a forma como tratam o sinal. Pode-se ver que ao nível do hardware, a principal diferença entre o OFDM e o SC-FDE (SC with Frequency Domain Equalization) reside apenas no posicionamento do bloco IFFT (Inverse Fast Fourier Transform), que no caso do OFDM se encontra no emissor e no SC-FDE no recetor. Quanto à complexidade é a mesma, resultando assim num sistema dual para lidar tanto com o OFDM, como com o SC-FDE, bastando para isso apenas trocar o posicionamento do bloco IFFT entre o transmissor e o recetor. Desde que se tenha o mesmo comprimento de bloco e de prefixo cíclico, pode-se afirmar que o OFDM e o SC-FDE são comparáveis ao nível das suas complexidades, o que leva a que as arquiteturas dos transmissores e recetores de cada tipo sejam também elas semelhantes, diferindo apenas na localização do bloco responsável pela IFFT. Assim, um mesmo modem pode tratar tanto de sinais OFDM, como de sinais SC-FDE.

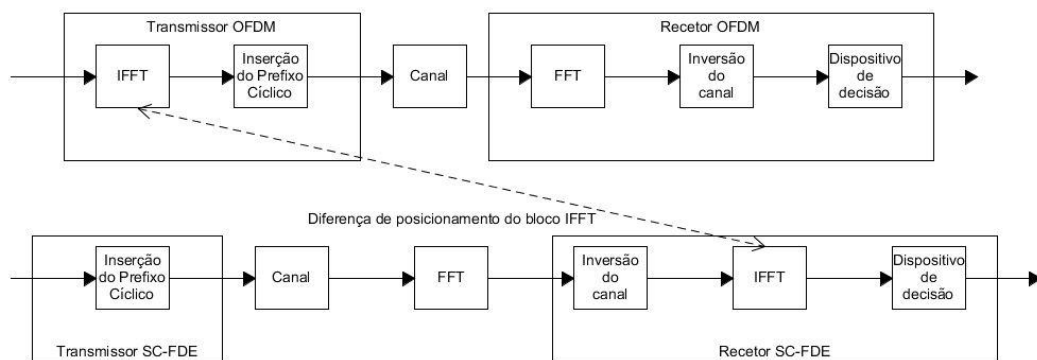


FIGURA 2.1 - TRANSCETOR PARA OFDM E SC-FDE [1]

### 2.1.2 SC-FDMA

A SC-FDMA é uma modulação SC-FDE com acesso múltiplo, e é usada no uplink do 4G LTE, visto que permite acesso múltiplo por parte dos utilizadores, ou seja, a atribuição de conjuntos específicos de sub-portadoras a utilizadores individuais, através da divisão de frequência. A vantagem deste método reside no facto de ter um valor baixo de PAPR, tornando-o menos sensível à distorção devida a uma amplificação feita por meio de amplificadores não lineares. O grande problema deste tipo de modulação prende-se no facto de não se conseguirem grandes velocidades de transmissão, motivo pelo qual é apenas utilizado no uplink do 4G. No caso do 5G, a velocidade pretendida para o downlink está fixada em 1 Gbits/s, e de 100 Mbits/s para o uplink, ou seja, cerca de dez vezes superiores às do 4G. Tais velocidades são inatingíveis com SC-

FDMA, devido a um uso menos eficiente da banda quando comparado com o OFDM e devido aos requisitos de sincronização e de equalização impostos pelos componentes dos transdutores (por ser uma modulação do tipo SC).

## 2.2. MODULAÇÃO MC

A modulação MC é um tipo de modulação que possui várias portadoras para a transmissão da informação, em que os dados a transmitir são divididos pelas N sub-portadoras. Existem diversas técnicas de modulação MC como o OFDM, DWMT (Discrete Wavelet Multitone) ou WPM (Wavelet Packet Modulation), que são caracterizadas de seguida.

### 2.2.1 DWMT

A técnica DWMT, introduzida por Sandbar e Tzannes [1],[2], foi proposta para aplicações que utilizam o fio de cobre como meio condutor. Esta técnica baseia-se na utilização de bancos de filtros de síntese para o transmissor, e de filtros de análise para o recetor. Estes bancos de filtros são constituídos por filtros do tipo Wavelets de M bandas, em que o sinal transmitido ( $Y_k(n)$ ) é dado por:

$$Y_k(n) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} u[(n-i)M - k]T_s \cdot \sum_{m=0}^{M-1} x_m(i) \cdot \cos(w_m \cdot kT_s + \phi_m). \quad (2.1)$$

A resposta desta equação pode ser vista como uma função do tipo co-seno, obtida através do banco de filtros do tipo Wavelet, modulados por um filtro protótipo  $u(n)$ . O funcionamento desta técnica é feito à custa de uma transformada de sinal desenvolvida por Malvar [1], do tipo exponencial Laplace transform (ELT) (transformada ortogonal de Laplace de funções Co-seno feita através da modulação de janelas deslizantes), que satisfaz as condições de ortogonalidade das sub-portadoras através da implementação de um algoritmo denominado de Fast ELT. A realização da transformada ELT é garantida pelos filtros protótipos ( $u(n)$ ), cujo tamanho é de  $2KM$ , e onde  $M$  representa o número de sub-bandas e  $K$  corresponde ao fator de sobreposição, no tempo, entre os filtros de cada sub-banda. Assim, numa resposta de  $2KM$  símbolos de saída por cada  $M$  símbolos de entrada, ao contrário da IDFT/DFT (Inverse DFT/Discrete Fourier Transform), onde  $M$  símbolos de entrada geram  $M$  símbolos de saída.

Na figura 2, pode ser observada a referida sobreposição dos blocos no tempo.

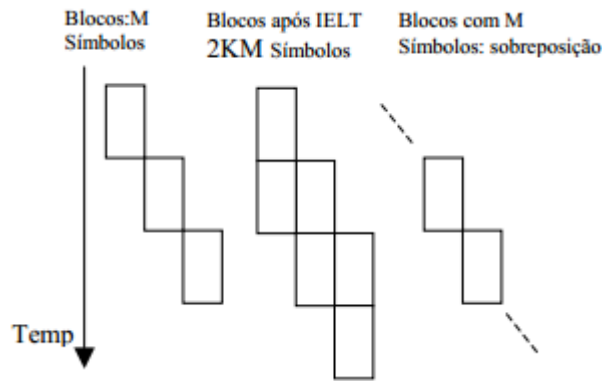


FIGURA 2.2 - BLOCOS USADOS NO CÁLCULO DA IELT [3]

A técnica DWMT é eficaz na transmissão devido ao recurso do algoritmo Fast ELT, uma vez que este garante a ortogonalidade das sub-portadoras, apesar da sobreposição das mesmas. Contudo, a complexidade da implementação do banco de filtros é muito elevada, inviabilizando o seu uso face a outras técnicas existentes.

### 2.2.2 WPM

A modulação WPM tem como base de funcionamento wavelet packets (WP – pacotes de onda curta). Este conceito foi introduzido por Coifman, Meyer e Wickerhauser [3], e tem como objetivo decompor um certo bloco de informação de elevada complexidade, em diversos sub-blocos menos complexos. À semelhança da técnica anterior, a decomposição do bloco de maior complexidade é assegurada por um banco de filtros. Na seguinte figura pode-se visualizar a referida decomposição do sinal inicial através dos filtros ( $H_0(z) \dots H_k(z)$ ), resultando deste processo os diversos sub-blocos ( $Y_1(n) \dots Y_k(n)$ ).

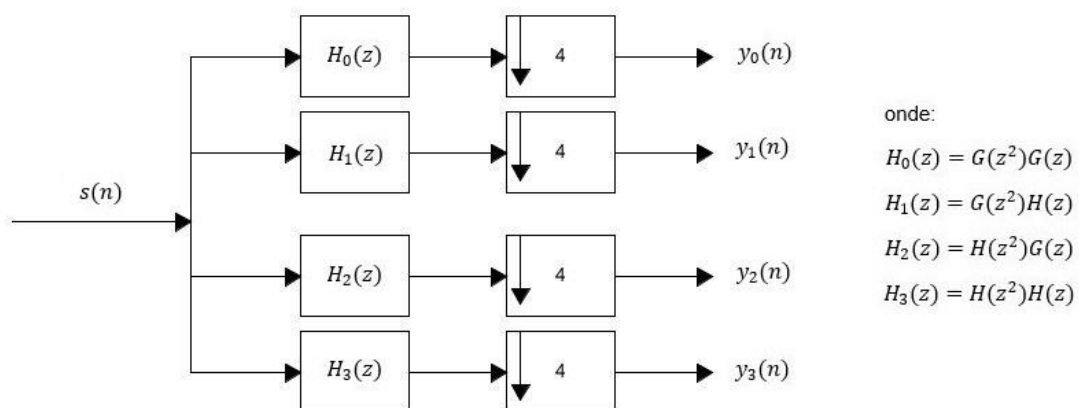


FIGURA 2.3 - BANCO DE FILTROS WPM [3]

Para uma modulação MC do tipo WPM, o sinal transmitido  $Y(t)$ , com  $k$  ramos, é descrito pela seguinte equação:

$$y(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{+\infty} x_m(n) \cdot h_{k,m}(t - nT_s) \quad . \quad (2.2)$$

A técnica WPM mapeia  $M$  símbolos de entrada em  $M$  símbolos de saída, através de um algoritmo com complexidade  $2ML\log_2(2ML)$ , onde  $L$  corresponde ao número de coeficientes dos filtros  $H_k(Z)$  e  $G_k(Z)$ .

No que diz respeito ao desempenho, a WPM revela-se eficaz quanto à divisão do sinal em sub-blocos de menor complexidade e tem uma elevada flexibilidade relativamente aos formatos dos impulsos dos sinais sobre os quais tenha de atuar, tanto no tempo como na frequência [4].

Apesar destas vantagens, a WPM apresenta alguma complexidade computacional devido à existência do banco de filtros que decompõem o sinal em sub-blocos, sendo que esta aumenta consoante a ordem de grandeza dos mesmos filtros. No que diz respeito à equalização, a WPM também apresenta alguma complexidade. O uso do prefixo cíclico torna-se impossível devido à sobreposição dos símbolos, levando a que o cancelamento da ISI (Intersymbolic Interference) e da ICI (Intercarrier Interference) tenha de ser feito por esquemas mais complexos de equalização [5].

### 2.2.3 FDM

O FDM (Frequency Division Multiplexing) consiste na transmissão simultânea de várias sub-portadoras, dentro de um mesmo meio de transmissão, e em que cada sub-portadora possui uma banda distinta. Como exemplo de aplicações que usam este tipo de modulação temos a telefonia analógica e digital, que consiste na transmissão de vários canais de voz em simultâneo no mesmo meio de transmissão e o FM (Frequency Modulation) Stereo que corresponde à soma e diferença entre os canais nas diferentes portadoras.

As desvantagens são a interferência cruzada entre canais adjacentes, a necessidade de filtros altamente seletivos e a distorção de fase existente nos filtros, que causam erros de transmissão.

### 2.2.4 OFDM

Esta técnica de modulação multiportadora resultou da evolução da técnica anterior, com a diferença que esta possui melhor desempenho espectral. Convencionalmente, no FDM os símbolos são enviados através de várias portadoras que não se sobrepõem, ocupando desta forma toda a faixa de frequência disponível. O mesmo já não acontece na OFDM, uma vez que nesta, a transmissão de dados é feita através de  $N$  sub-portadoras sobrepostas, e com um espaçamento mínimo entre si de  $F = \frac{1}{T}$  Hz (em que  $T$  corresponde ao tempo de símbolo),

garantindo assim a ortogonalidade entre as mesmas, o que leva a uma bastante menor ocupação de largura de banda do canal.

Na seguinte figura podem-se visualizar as diferenças entre o FDM e o OFDM ao nível da ocupação do espectro de frequências disponíveis

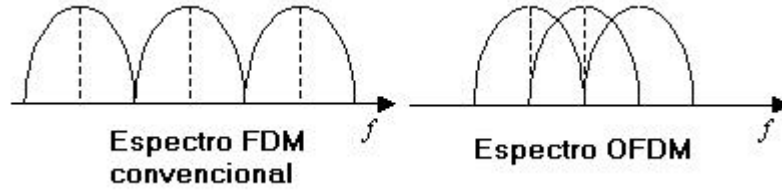


FIGURA 2.4 - DIFERENÇA DE OCUPAÇÃO DO ESPECTRO DE FREQUÊNCIAS ENTRE O FDM E O OFDM [6]

Quanto às taxas de transmissão por sub-portadora no OFDM, estas serão mais baixas quanto maior for o número (N) de sub-portadoras. Por utilizar N sub-portadoras em paralelo, o tempo de duração dos símbolos OFDM é maior, o que o tornam ainda menos sensível à ISI (Intersymbol Interference), o mesmo acontecendo com IBI (Inter Block Interference).

Consequentemente, os espectros das sub-portadoras do OFDM estão sobrepostos, enquanto no FDM estes estão lado a lado. No entanto, no OFDM a sobreposição não afeta os “subcanais”, uma vez que estes estão associados canais ortogonais na frequência, permitindo recuperar a informação no recetor. Os pulsos de cada sub-portadora devem ser retangulares e definidos por

$$r(t) = \begin{cases} 1, & [-T_G, T] \\ 0, & \text{outro caso} \end{cases} \quad (2.3)$$

onde  $T = \frac{1}{F}$  e  $T_G \geq 0$  correspondem à duração do intervalo de guarda, afim de lidar com a dispersão temporal existente nalguns canais.

No que diz respeito à transmissão dos símbolos, na OFDM esta é feita através de blocos, em que cada bloco contém N símbolos transmitidos em paralelo, resultando num tempo de símbolo ( $T_s$ ) N vezes superior ao do FDM, visto que a transmissão dos símbolos é feita em série. O sinal OFDM pode ser descrito por

$$s(t) = \sum_m \left[ \sum_{k=0}^{N-1} S_k^{(m)} e^{j2\pi k F t} \right] r(t - mT_b), \quad (2.4)$$

representado pelo somatório dos m blocos, com uma frequência de  $F \geq \frac{1}{T_b}$  e duração de  $T_b \geq T$ ,

sendo que os N símbolos do tipo  $\{S_k\}_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1}$  são enviados no m – ésimo bloco, e sendo as sub-

portadoras representadas por exponências do tipo  $\{e^{j2\pi k F t}\}_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1}$ . Desta forma, o sinal

transmitido para o caso do m – ésimo bloco pode ser representado por

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k^{(m)} e^{j2\pi k F t} r(t - mT_b), \quad (2.5)$$

onde  $r(t)$  representa o impulso retangular, usado no OFDM.

Visto que as sub-portadoras mantêm a ortogonalidade entre si durante o intervalo  $[0, T]$ , o qual é efetivamente o intervalo de detecção do bloco OFDM, pode-se definir o sinal transmitido através de

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j2\pi k F t}, \quad (2.6)$$

desde que,

$$\int_0^T |r(t)|^2 e^{-j2\pi(k-k')Ft} dt = \int_0^T e^{-j2\pi(k-k')Ft} dt = \begin{cases} 1, & k = k', \\ 0, & k \neq k'. \end{cases} \quad (2.7)$$

A propriedade de ortogonalidade entre as sub-portadoras pode ainda ser descrita matematicamente no domínio da frequência. Através do  $m$  – ésimo bloco podemos ver que

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k^{(m)} e^{j2\pi k F t}, 0 \leq t \leq T_b, \quad (2.8)$$

o qual pode ser representado no domínio da frequência por

$$\begin{aligned} S(f) = F\{s(t)\} &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \sum_{k=0}^{N-1} S_k^{(m)} e^{j2\pi k F t} \right) e^{-j2\pi f t} dt \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} S_k^{(m)} \int_{-\infty}^{+\infty} (e^{j2\pi k F t}) e^{-j2\pi f t} dt = \sum_{k=0}^{N-1} S_k^{(m)} \int_0^{T_b} (e^{j2\pi k F t}) e^{-j2\pi f t} dt \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} S_k^{(m)} \text{sinc} \left[ \left( f - \frac{k}{T_b} \right) \right], \end{aligned} \quad (2.9)$$

onde  $F_k = \frac{k}{T_b}$  representa a frequência central da  $k$  – ésima sub-portadora, sendo que se garante a ortogonalidade das mesmas durante toda a duração do bloco pelo espaçamento de  $\frac{1}{T_s}$  entre si.

Como se pode ver na figura 2.5, se as sub-portadoras forem espaçadas de  $1/T_s$  deixará de haver interferência espectral devido à sobreposição espectral nas frequências centrais dos sub-canais, passando a ter sub-portadoras ortogonais, o que leva a que informação possa ser toda recuperada com recurso a uma desmodulação e a uma equalização no domínio da frequência.





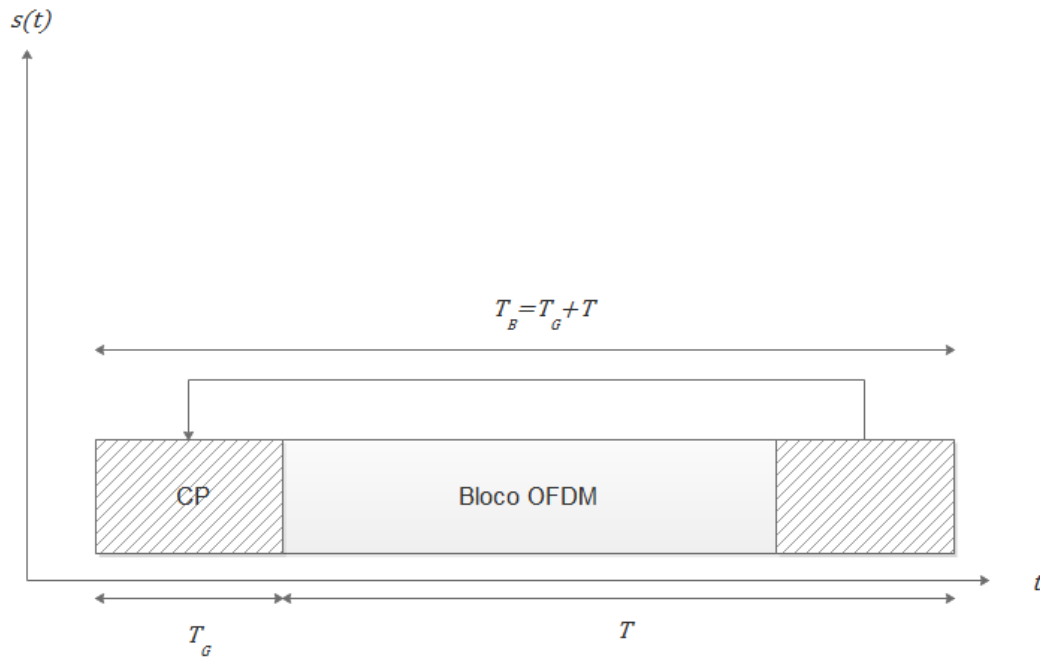


FIGURA 2.6 - PREFIXO CÍCLICO [7]

Na figura 2.7 é apresentado o diagrama de blocos de um sistema de transmissão baseado no OFDM, que inclui as arquiteturas do transmissor e recetor.

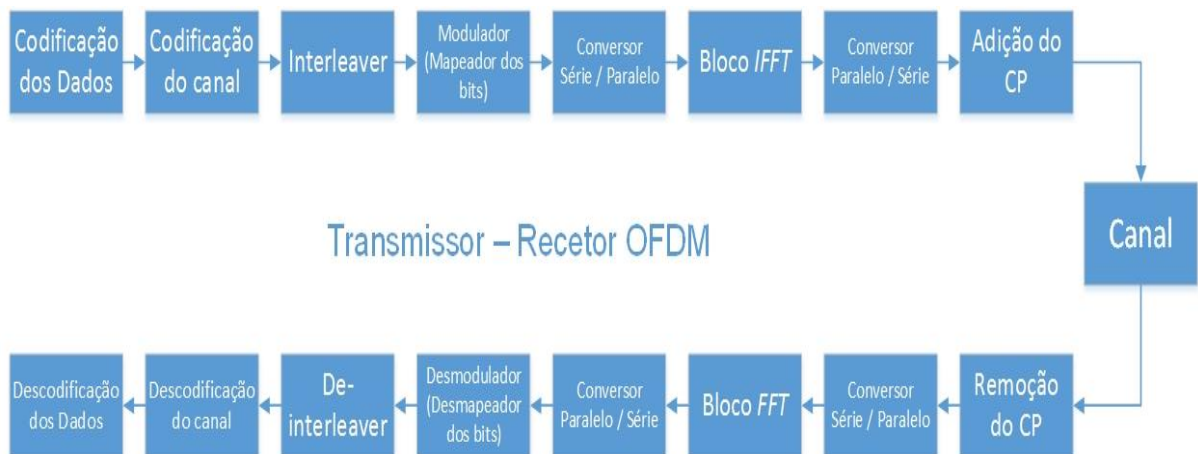


FIGURA 2.7 – TRANSMISSOR OFDM [6]

No ramo superior da figura 2.7, é possível ver o diagrama de blocos de um transmissor OFDM. Este ramo é composto por dois blocos iniciais, onde é feita a codificação dos dados a serem transmitidos e codificação do canal, seguindo-se o bloco **“Interleaver”** onde é executada a função de **baralhamento**, que tem como objetivo evitar a ocorrência de rajadas de erros que possam comprometer a capacidade corretora do código. No que diz respeito ao bloco do Modulador ou Mapeador de bits, onde a sua função é mapear as combinações de bits atribuídas a cada sub-portadora, definindo assim o símbolo que cada uma deve transmitir [8]. Depois deste

último bloco, e antes do sinal ser enviado para o canal, existem ainda quatro blocos adicionais. Um bloco conversor, do tipo série/paralelo, onde é feita a divisão do sinal em N sub-sinais formados por símbolos complexos, modulando as sub-portadoras complexas, para que estas possam ser passadas do domínio da frequência para o domínio do tempo pelo bloco IFFT, e somadas no conversor do tipo paralelo/série, passando por um último bloco onde é feita a inserção do CP no sinal a ser transmitido.

No recetor, existe um bloco semelhante ao último bloco do transmissor, mas com a função inversa, ou seja, tem como função a remoção do CP. Este bloco é seguido de três outros blocos, também eles semelhantes aos do transmissor, que são os dois conversores paralelo/série e série/paralelo, e um bloco FFT responsável pela conversão do domínio do tempo para o domínio da frequência do sinal. De seguida, é executada a função de **de-baralhamento**, realizada pelo bloco “**De-Interleaver**”, que tem como objetivo repor os símbolos na ordem inicial, anterior ao baralhamento. Os blocos restantes do recetor correspondem, respetivamente, ao bloco de decodificação do canal e dos dados recebidos.

Nas figuras 2.8 e 2.9 pode-se visualizar os diagramas de blocos simplificados de um modelador e de um desmodulador OFDM.

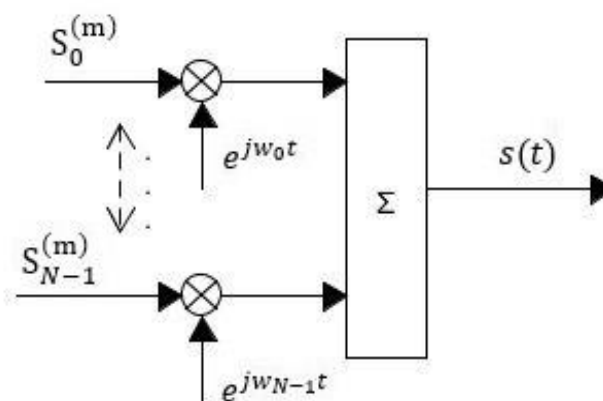


FIGURA 2.8 - MODULADOR OFDM

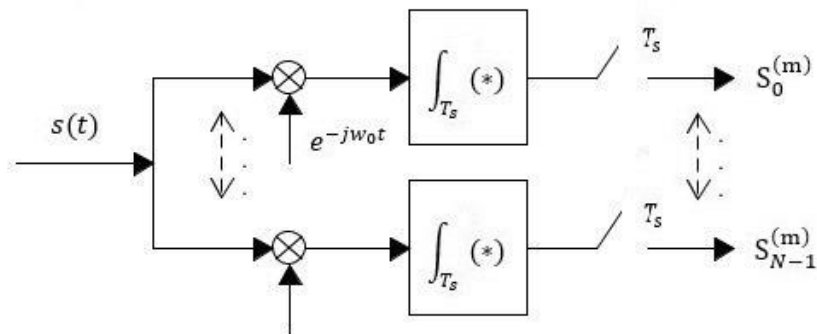


FIGURA 2.9 - DEMODULADOR OFDM

Além das vantagens já referidas, o OFDM apresenta outras, tais como como fácil implementação da modulação/desmodulação do mesmo através do uso da FFT (Fast Fourier Transform) e a simplicidade de equalização devido ao facto de esta ser uma simples inversão do canal.

Na figura 2.10, pode-se visualizar o desempenho da BER (Bit Error Rate) do OFDM face às outras técnicas referidas, para um canal PLC (Power Line Communication).

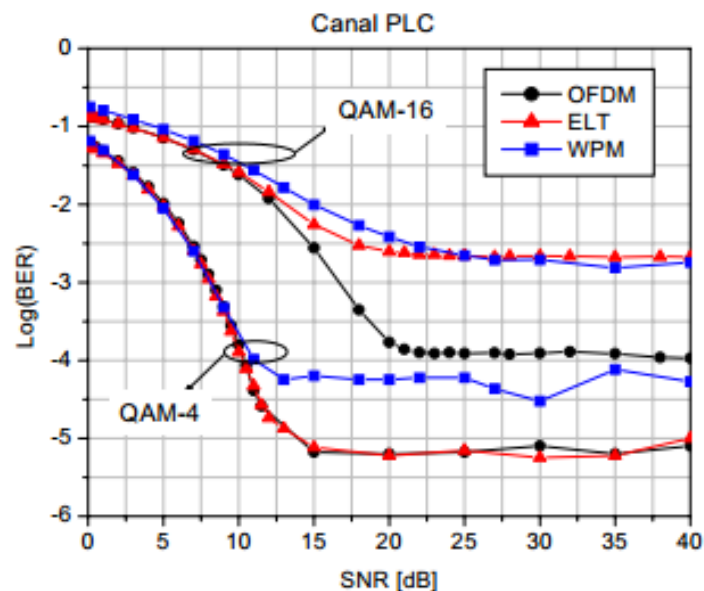


FIGURA 2.10 - BER x SNR (SIGNAL TO NOISE RATIO) DAS VÁRIAS TÉCNICAS [3]

Pode-se observar na figura que, o desempenho do OFDM em relação a outras técnicas é superior, uma vez que leva a níveis de BER mais baixos para constelações de símbolos de

grandeza superior. No entanto, o OFDM também apresenta algumas limitações, que consistem na elevada sensibilidade a uma amplificação não linear, sensibilidade a erros de sincronização de frequência e ao efeito de Doppler introduzido pelo canal. É de salientar também, que a dispersão introduzida pelo canal, tanto no tempo como na frequência, pode destruir a ortogonalidade do sistema através da introdução da ISI e da ACI.

Outra desvantagem do OFDM é a elevada gama dinâmica, que provém das flutuações da envolvente complexa, e que tem como consequência um elevado valor de PAPR. A envolvente complexa do OFDM para N símbolos pode ser descrita por

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n r(t - nT_s), \quad (2.10)$$

onde  $s_n$  é um coeficiente complexo, que corresponde ao  $n$  – ésimo símbolo de uma dada constelação (PSK (Phase Shift Keying), BPSK (bi-PSK), QPSK (Quadrature PSK) ou QAM (Quadrature Amplitude Modulation)), e  $T_s$  corresponde ao tempo de duração do símbolo.

O elevado valor de PAPR do OFDM leva ainda a que exista sensibilidade aos efeitos de distorção não linear, estando estes associados a uma amplificação de potência feita por meio de amplificadores não lineares, e podendo estes serem obrigados a trabalhar na zona de saturação. Assim, poderá haver alguma distorção espectral e consequentemente poderá existir a perda de ortogonalidade entre as sub-portadoras, levando a que exista ISI e ACI o que, por sua vez, reduz a eficácia ao nível da BER.

Outra das razões pela qual pode haver uma redução ao nível da BER, prende-se no facto de que também a desmodulação do sinal se baseia na ortogonalidade das sub-portadoras  $g_k(t)$  descrita a seguir

$$\int_0^{T_s} g_k(t) g_{k'}^*(t) dt = T_s \cdot \delta(k - k'), \quad (2.11)$$

em que

$$g_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t}, & t \in [0, T_s] \\ 0, & \text{outro caso} \end{cases} \quad (2.12)$$

$$f_k = f_0 + k \cdot \frac{1}{T_s}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.13)$$

A envolvente complexa do OFDM para N sub-portadoras pode ainda ser definida por

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( \sum_{k=0}^{N-1} S_k^n g_k(t - nT_s) \right), \quad (2.14)$$

onde:

- $S_k^n$  corresponde ao símbolo transmitido na k-ésima sub-portadora e no n-ésimo intervalo, sendo este um número complexo do tipo  $S_k^n = a_k^n + j * b_k^n$ , e que representa o ponto da constelação mapeada (QAM, QPSK, BPSK);
- $T_s$  é o intervalo de símbolo, sendo este igual a  $N/W$  e onde  $W$  representa o total da banda ocupada;
- $N$  representa o número total de sub-portadoras da envolvente;
- $f_k$  corresponde à k-ésima frequência da sub-portadora, sendo  $f_0$  a primeira sub-portadora.

Para minimizar a PAPR, pode-se aplicar um clipping + Filtragem da envolvente do sinal, antes da amplificação do mesmo. Assim, consegue-se reduzir os picos de potência do sinal, visto que o filtro elimina o espalhamento espectral fora da banda do sinal. No entanto, o clipping não consegue eliminar totalmente as flutuações da envolvente do sinal, uma vez que existe sempre alguma distorção. Assim, existe a necessidade de encontrar uma solução que consiga minimizar estes efeitos indesejados. Para encontrar essa solução têm sido desenvolvidas várias técnicas, todas elas com o objetivo de reduzir o valor da PAPR, de forma a conseguir uma boa eficiência energética sem comprometer os requisitos de erro mínimo ao nível da BER.

## 2.3. MÉTODOS DE REDUÇÃO DA PAPR

Como já foi visto referido, a redução do valor da PAPR é uma das limitações quanto ao desenvolvimento de um tipo de transmissão de dados com maior velocidade e robustez, para que possa ser utilizado pelos dispositivos móveis, sem comprometer a duração das suas baterias. Visto que a PAPR deriva do problema das flutuações da envolvente complexa do OFDM, é importante caracterizá-la, no tempo e na frequência. Assim, as equações da PAPR são dadas por:

- PAPR genérica,

$$PAPR = \frac{Peak\_Power}{Average\_Power} . \quad (2.19)$$

- PAPR no tempo,

$$PAPR[s(t)] = \frac{\max_{0 \leq t \leq NT} |s(t)|^2}{P_{av}} = \frac{\max_{0 \leq t \leq NT} |s(t)|^2}{\frac{1}{NT} \int_0^{NT} |s(t)|^2 dt} . \quad (2.20)$$

- PAPR na frequência,

$$PAPR(s[n]) = \frac{\max_{0 \leq n \leq NL-1} |s(n)|^2}{E[|s(n)|^2]} . \quad (2.21)$$

De seguida são apresentadas algumas técnicas de redução da PAPR, referindo as suas vantagens e limitações, e qual o seu enquadramento na atualidade. Vão também ser demonstrados os resultados obtidos de alguns estudos já efetuados.

### 2.3.1 SLM

O SLM (Selective Mapping) é um dos métodos de redução da PAPR, e consiste no produto entre o vetor de dados a ser transmitido e várias sequências pseudo-aleatórias (PN – Pseudo Noise), tendo como resultado desta operação um conjunto de diferentes sinais de transporte da informação. Depois de se obter os vários sinais, estes são avaliados por um módulo seletor, que tem como objetivo escolher o que tiver menor valor de PAPR, com a finalidade de ser esse o sinal transmitido.

Na figura 2.11 pode-se visualizar o diagrama de blocos que representa o funcionamento de um sistema SLM-OFDM.

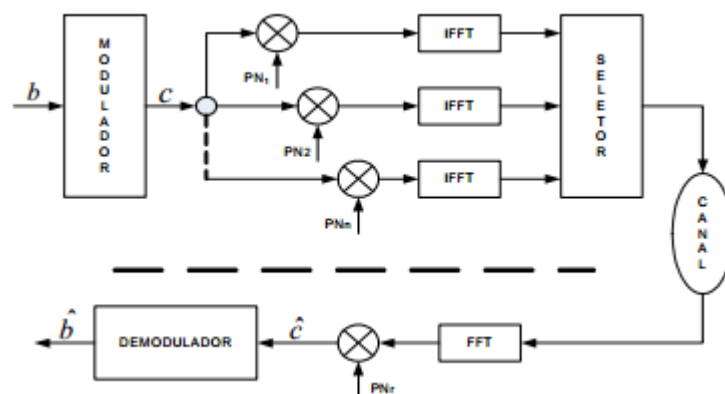


FIGURA 2.11 – DIAGRAMA DE BLOCOS SLM-OFDM [1]

Da figura anterior, podemos verificar que o sistema SLM-OFDM necessita de  $n$  blocos ao nível do transmissor para o cálculo da IFFT. Quanto maior for o número de  $n$  blocos, maior é a probabilidade de encontrar um símbolo de baixo valor de PAPR, mas também maior será a complexidade e o consequente custo de implementação. Para lá desta limitação, ainda temos o facto de que este método apresenta o indesejado efeito “Floor” na BER, uma vez que o gráfico desta tende a apresentar um género de patamar, como se pode ver na figura 2.12.

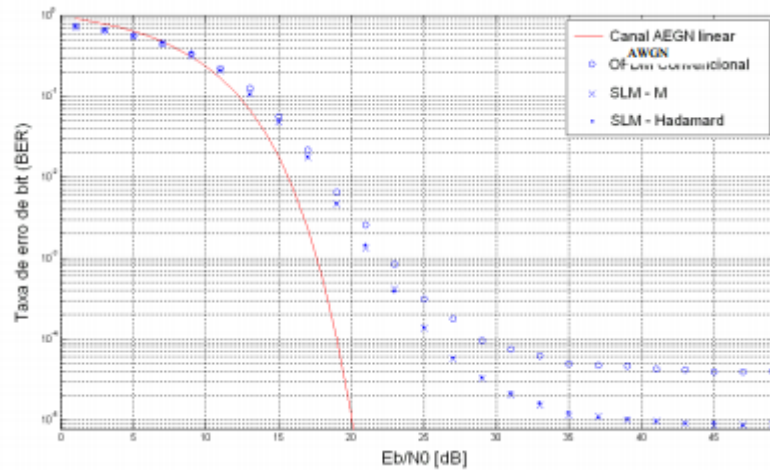


FIGURA 2.12 - EFEITO "FLOOR" NA BER COM SLM [1]

### 2.3.2 PTS

O método PTS (Partial Transmission Sequence) consiste na divisão do vetor de transmissão  $S_k$ , com  $N$  amostras em  $V$  sub-blocos. Depois de feita esta divisão, é aplicado de seguida a IFFT a cada sub-bloco, gerando desta forma um vetor de saída, dentro do qual apenas  $N/V$  pontos são não nulos, sendo que todos os restantes são nulos. Seguidamente, este vetor é multiplicado por um conjunto de fatores de rotação de fase, com a finalidade conseguir uma combinação de fatores que influencie a PAPR, de forma a reduzi-la. O problema desta técnica reside na complexidade da estimação das rotações de fase na sua implementação e na recepção.

As duas figuras que se seguem referem-se à divisão do vetor de transmissão  $S_k$ , e ao diagrama de blocos de um sistema PTS.



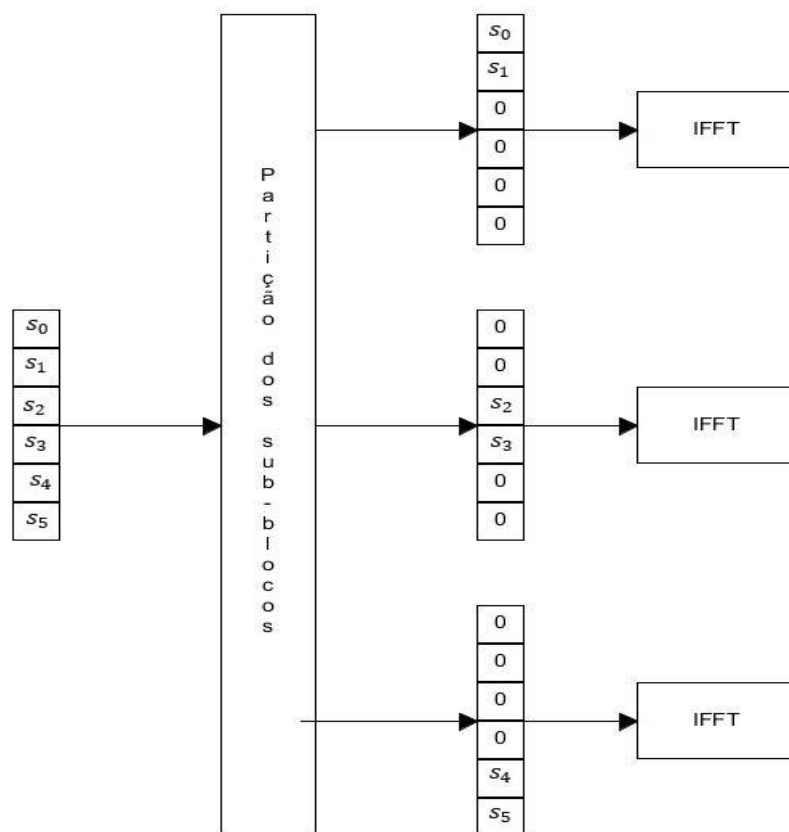


FIGURA 2.13 – DIVISÃO DO VETOR  $S_k$  NO SISTEMA PTS [1]

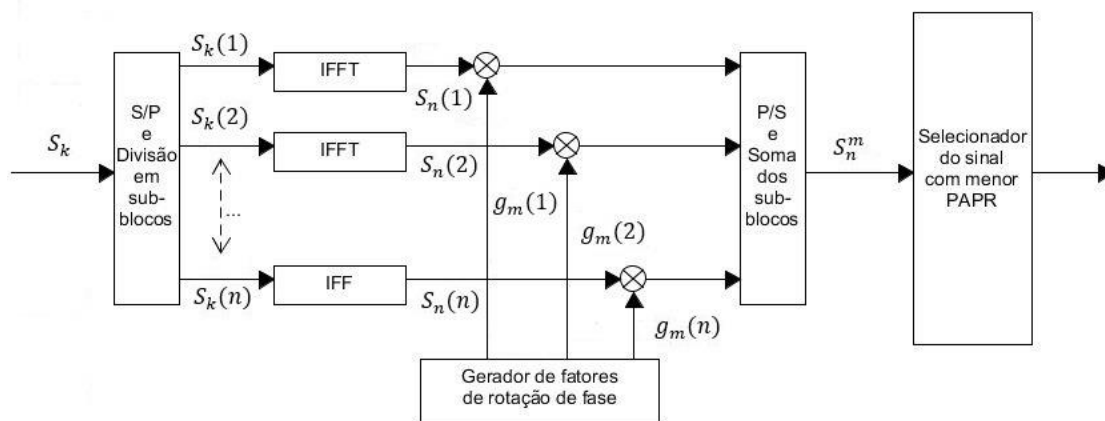


FIGURA 2.14 – DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM SISTEMA PTS [1]

### 2.3.3 CLIPPING

O método de clipping para reduzir a PAPR, consiste no corte ou compressão do sinal original, sendo designado respetivamente por Hard clipping ou Soft clipping, ou na saturação não-linear em torno dos picos do mesmo. O clipping é o método mais simples de redução da PAPR do OFDM devido à sua baixa complexidade, apesar de apresentar algumas limitações.

A seguinte Figura exemplifica gráficamente o funcionamento do clipping.

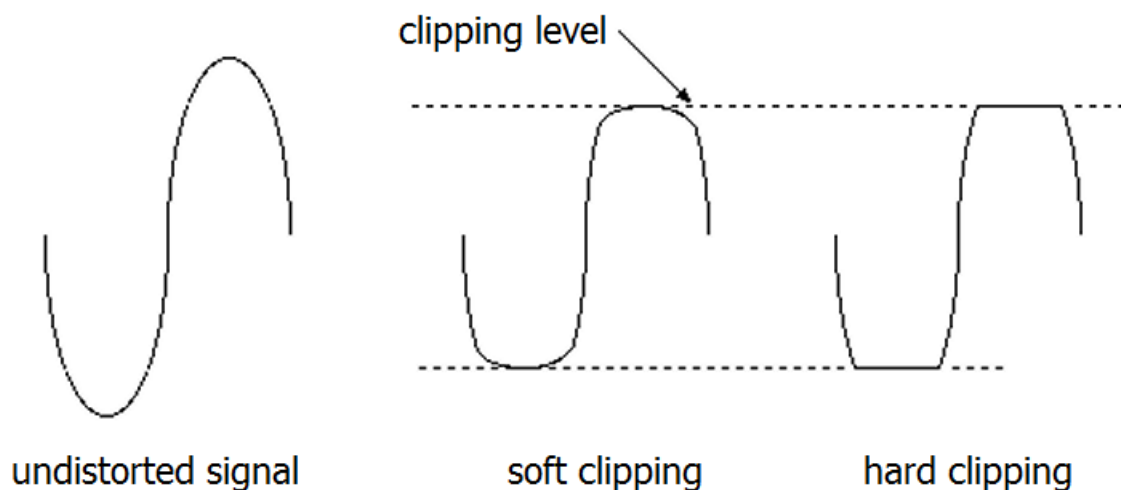


FIGURA 2.15 – EXEMPLOS DE CLIPPING

O Hard clipping é o método de redução da PAPR utilizado atualmente nas redes cuja modulação é o OFDM, mas tem subjacentes algumas limitações, como é o caso das interferências de in/out-of-band (dentro e fora da banda alocada para o sinal), que podem destruir a ortogonalidade das sub-portadoras. Uma interferência do tipo in-band pode originar uma distorção do sinal original, resultando na degradação da performance ao nível da BER, e na consequente perda de eficácia ao nível da amplificação. O clipping pode também causar interferências do tipo out-of-band, resultantes da adjacência entre canais, as quais podem ser minimizadas através da utilização de filtros, sendo que mesmo assim, ainda pode afetar as componentes de alta frequência da banda do sinal. Contudo, existem outras técnicas menos “agressivas” para que se possa diminuir a degradação do sinal além do já referido Soft clipping, como são os casos do Peak Windowing ou do Peak Cancellation, mas que têm a mesma base de funcionamento, ou seja, também limitam o sinal original, mas com a diferença de terem limites mais abrangentes.

Ao fazer um corte no sinal original até a um limite máximo ( $A_{\max}$ ), sem afetar a fase do mesmo, o clipping provoca uma perda de energia em relação ao sinal original, o que leva a uma menor QoS (Qualidade do serviço). As duas equações que traduzem o clipping em relação ao seu limite máximo de corte ou compressão ( $A_{\max}$ ), são dadas por:

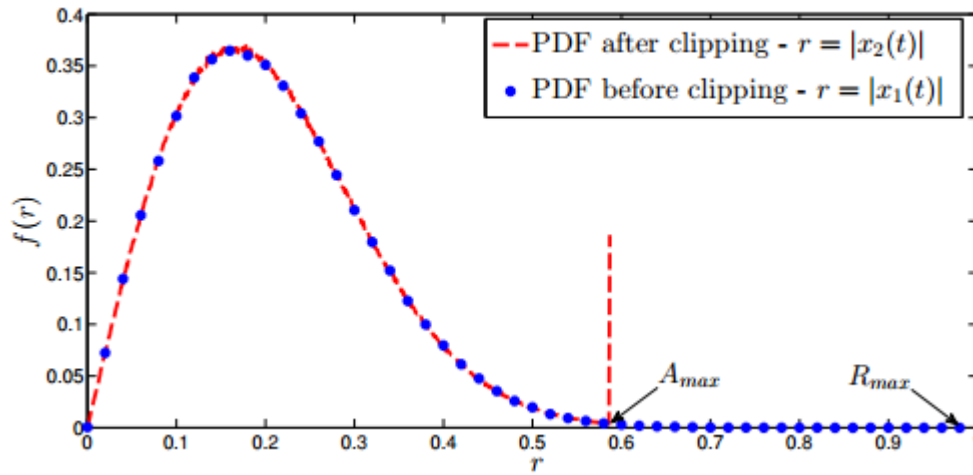
- Antes do clipping,

$$f_{x_1}(r) = \frac{2r}{P_{x_1}} e^{-\frac{r^2}{P_{x_1}}}. \quad (2.22)$$

- Depois do clipping,

$$f_{x_2}(r) = f(x) = \begin{cases} f_{x_1}(r), & r < A_{max} \\ P\{r \geq A_{max}\} \delta(r - A_{max}), & r = A_{max} \end{cases} \quad (2.23)$$

Estas duas equações caracterizam a função FDP (Função Densidade de Probabilidade do erro, ou em Inglês PDF – Probability Density Function), que representa a perda de qualidade face ao sinal original derivada da imposição do limite máximo de clipping, e pode ser visualizada na seguinte figura.



2.4. FIGURA 2.16 - FDP ANTES E DEPOIS DO CLIPPING [9]

## 2.5. IMPACTO DA DISTORÇÃO PROVOCADA PELO CLIPPING

Como já foi constatado, o clipping impõe uma distorção face ao sinal original. Visto que essa distorção não é benéfica, torna-se importante parametrizá-la e, possivelmente, descobrir o que a originou. Para tal, existe uma ferramenta designada EVM (Error Vector Magnitude), que fornece bastante informação sobre o desempenho do sinal, e que até pode identificar de forma exata o tipo de degradações sofridas pelo sinal e o que as motivou. O EVM pode ser minimizado através do uso de técnicas de pré-distorção, como se pode ver nas figuras 2.17 e 2.18.

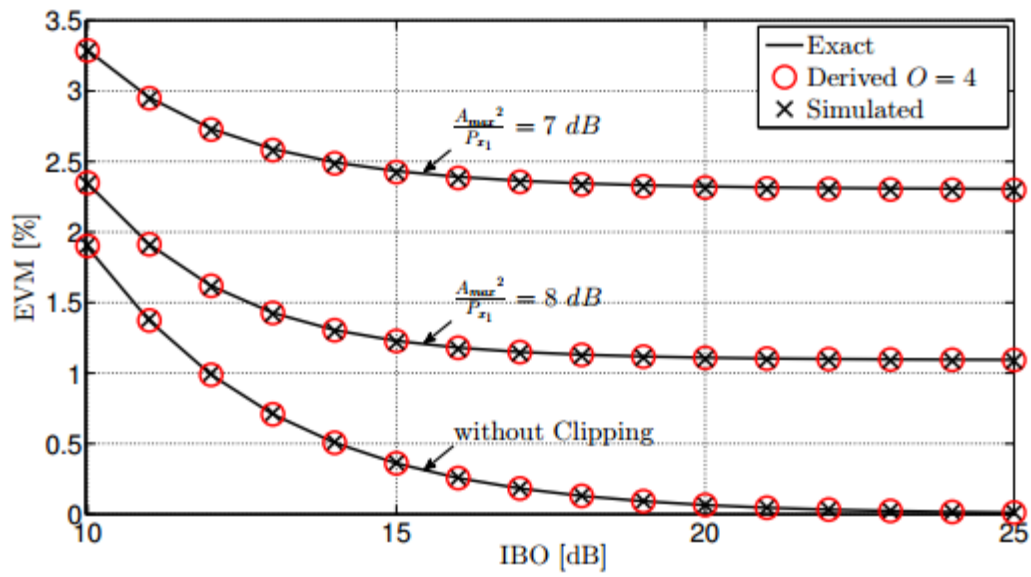


FIGURA 2.17 - EVM SEM TÉCNICAS DE PRÉ-DISTORÇÃO [9]

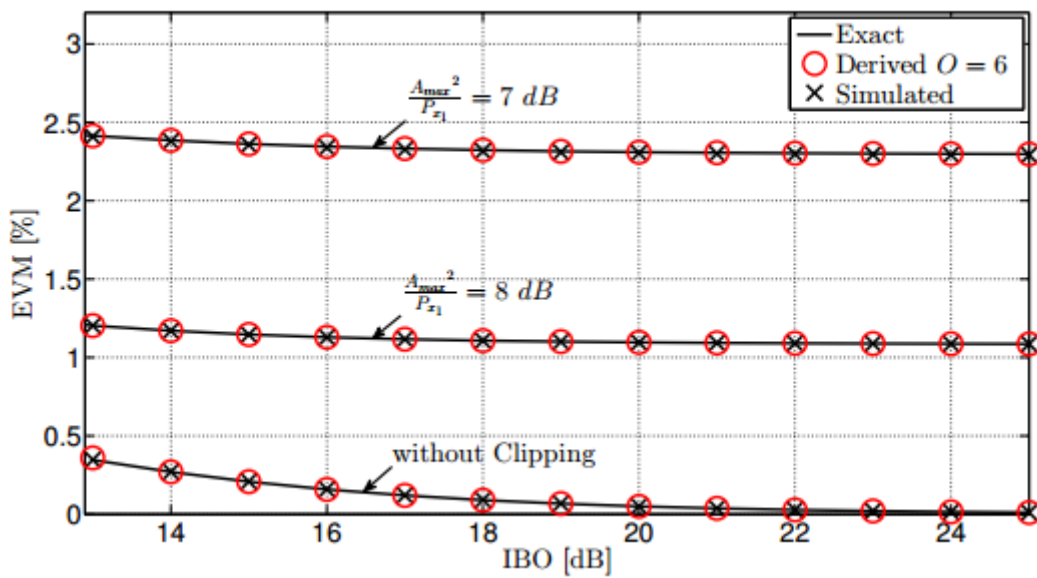


FIGURA 2.18 - EVM COM TÉCNICAS DE PRÉ-DISTORÇÃO [9]

## 2.6. MÉTODOS DE PRÉ-DISTORÇÃO

Os métodos de pré-distorção (PD) são uma alternativa aos já referidos métodos de redução da PAPR, podendo-se dividir em dois tipos pré-distorção, designados de pré-distorção de dados ou pré-distorção analógica. Como exemplo deste método, temos o transmissor de PD, que no lado do transmissor utiliza um HPA (High Power Amplifier) para a amplificação do sinal, seguido de um módulo PD (Predistorter), que tem como objetivo gerar um número aleatório de hipóteses de pré-distorção. No lado do recetor, um módulo equalizador / detetor não-linear, cuja finalidade é interpretar e seleccionar a melhor hipótese de pré-distorção, executando para tal uma função não-linear ( $g_{NL}(\cdot)$ ). Na figura 2.19 é apresentado o diagrama de blocos de um transmissor do tipo HPA+PD, onde  $a[k]$  representa o sinal a ser transmitido no domínio da frequência,  $a[n]$  representa o  $n$ -ésimo vetor de dados no domínio do tempo com comprimento  $N$ ,  $n$  representa o índice temporal,  $r[n]$  representa o  $n$ -ésimo vetor de dados no domínio do tempo, com pré-distorção, e que serve de sinal de entrada no detetor não linear, tendo como resposta à saída do mesmo um sinal do tipo  $\hat{a}_{RSSD}[n]$ , que consiste num sinal idêntico ao sinal  $a[n]$ , mas já com a pré-distorção removida, e isto também à semelhança de  $\hat{a}_{RSSD}[k]$ , que apenas difere de  $\hat{a}_{RSSD}[n]$  por ser no domínio da frequência.

Dentro do detetor não linear,  $y[n]$  corresponde ao  $n$ -ésimo vetor de dados desmodulado, que depois de passar pelo bloco gerador de hipóteses de distorção, é representado por  $\tilde{a}[n]$  correspondendo este ao  $n$ -ésimo vetor de dados, que já contém as hipóteses de pré-distorção

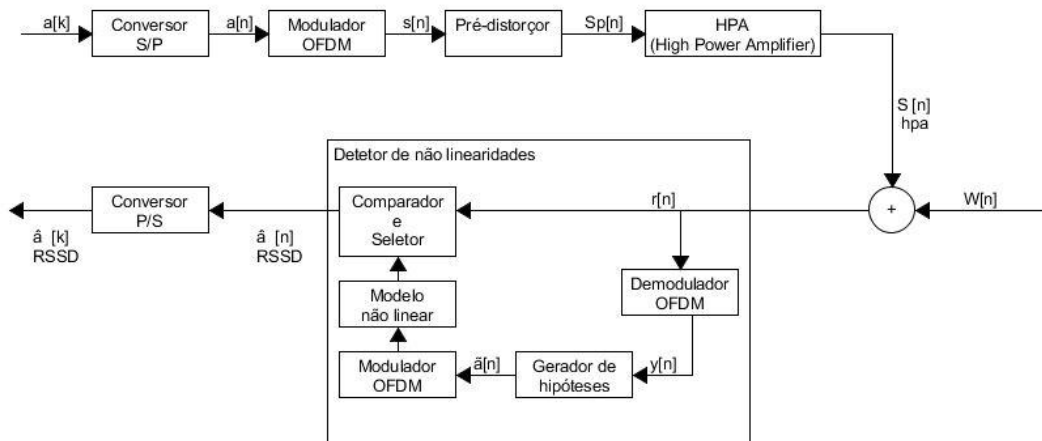


FIGURA 2.19 – DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM TRANSMISSOR DO TIPO HPA+PD [10]

As respostas à saída de cada bloco do transmissor, são descritas por

- À saída do HPA,

$$S_{HPA}[k] = g(A[k])e^{(j[\theta[k]+\phi(A[k])])}, \quad (2.24)$$

- À saída do PD,

$$S_P[k] = f(A[k])e^{(j[\theta[k]+\psi(A[k])])}, \quad (2.25)$$

- À saída do bloco HPA+PD,

$$S_{HPA}[k] = g(f(A[k]))e^{(j[\theta[k]+\psi(A[k])+\phi(A[k])])}, \quad (2.26)$$

onde  $f(A[k])$  e  $\psi(A[k])$  representam, respetivamente, as conversões AM/AM e AM/PM à saída do módulo PD e  $g(A[k])$  e  $\phi(A[k])$  representam, respetivamente, as conversões AM/AM e AM/PM na saída do módulo HPA.

No que diz respeito ao recetor, este recebe um sinal do tipo

$$r[n] = S_{HPA}[n] + w[n], \quad (2.27)$$

e a resposta à saída do equalizador / detetor não-linear é descrita por

$$\hat{a}_{ML}[n] = \arg \min(\tilde{a}[n]) \{ ||r[n] - g_{NL}(IDFT_N\{\tilde{a}[n]\})||^2 \}. \quad (2.28)$$

Este método apresenta um bom desempenho se o número de hipóteses de pré-distorção geradas pelo PD for suficientemente grande, caso contrário, a BER sofre uma degradação. Na figura 2.20 pode ser observado o desempenho deste método, com e sem o emprego do módulo PD e em que o HPA adotado é do tipo SSPA (Solid State Power Amplifier).

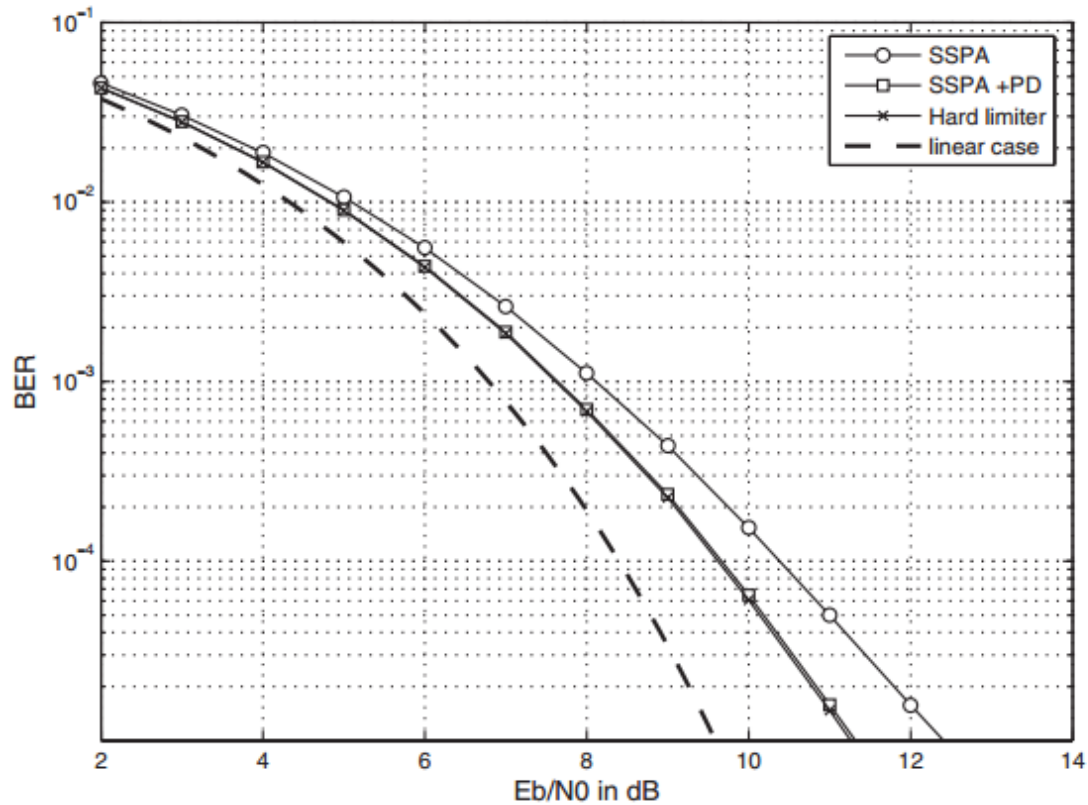


FIGURA 2.20 - BER COM E SEM O MÓDULO PD [10]

## 2.7. CE-OFDM - MODULAÇÃO DE ENVOLVENTE CONSTANTE

O CE-OFDM tem como objetivo modelar em fase as flutuações da envolvente, resultando assim uma modulação de envolvente constante. Este processo é feito através de uma modulação de fase no lado do transmissor, e da desmodulação da mesma no lado do recetor. A modulação de fase transforma as variações de amplitude da envolvente complexa do OFDM num sinal de envolvente de amplitude constante, reduzindo assim a diferença entre a potência de pico (Power Peak) e a potência média (Average Power), resultando numa PAPR de 0 dB [11]. Na figura 2.21 pode-se observar as diferenças entre uma envolvente variável, como é o caso da envolvente complexa do OFDM, e da envolvente constante do CE-OFDM.

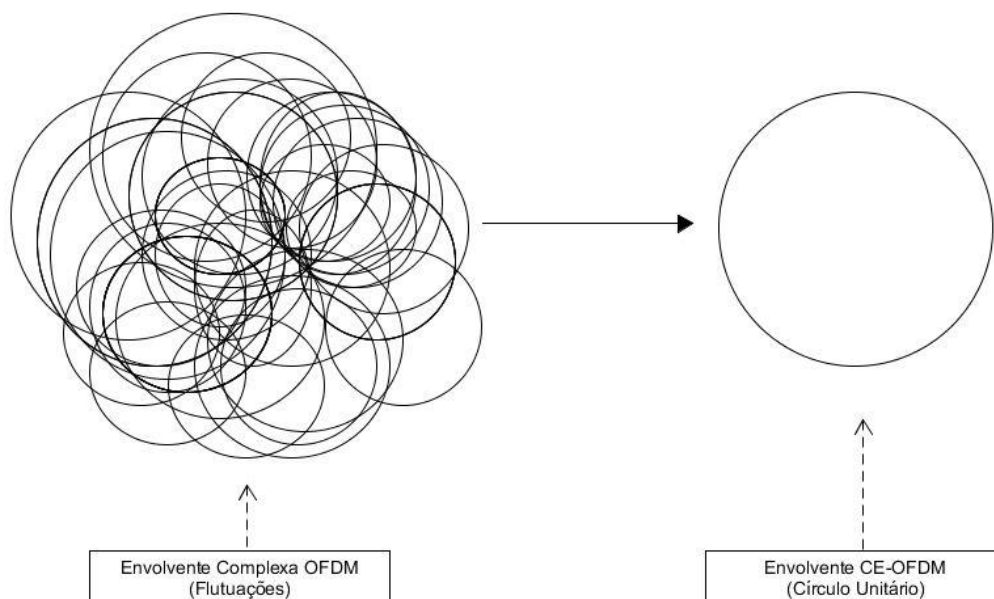


FIGURA 2.21 – COMPARAÇÃO ENTRE AS ENVOLVENTES DO OFDM E DO CE-OFDM [12]

Para uma melhor compreensão do funcionamento desta técnica, é também necessário analisar as arquiteturas, tanto do transmissor como do recetor. Assim sendo, tem-se do lado do transmissor seis blocos. O primeiro consiste num mapeador (Mapper) dos bits recebidos à entrada (mapeando-os em símbolos do tipo BPSK, QPSK ou QAM, seguido de um conversor série / paralelo para fazer a separação das várias componentes da envolvente complexa. Depois de passar pelo bloco responsável por fazer a transformada discreta inversa de Fourier (IDFT), o sinal passa então pelo bloco de modulação de fase, no qual a envolvente complexa passa a ser uma envolvente de amplitude constante. Seguidamente é adicionado o CP ao sinal, sendo este por último convertido de paralelo para série para ser transmitido.

As figuras 2.22 e 2.23 referem-se aos diagramas de blocos, tanto do transmissor como do recetor. Como se pode ver na figura 2.23, o recetor CE-OFDM é composto por onze blocos. O primeiro bloco é o responsável pela remoção do CP introduzido no transmissor, e sendo que o segundo, sexto, oitavo e décimo blocos são conversores série/paralelo e paralelo/série. O terceiro e nono blocos correspondem aos blocos responsáveis pelas DFTs e o quinto bloco corresponde à IDFT. O quarto bloco consiste num equalizador no domínio da frequência.

No ramo inferior do recetor, além dos já referidos conversores paralelo/série e série/paralelo, existem ainda mais dois blocos. O “Phase Demodulator”, que corresponde ao bloco de desmodulação de fase. Este é composto por dois sub-blocos, o “arctan(.)” e o “Unwrap”, cujas funções são, respetivamente, extrair a fase da quadratura da banda base e eliminar os possíveis deslizes de fase. Em relação ao último bloco do recetor, este consiste num “Demapper”



(desmapeador de bits), e tem como função fazer o inverso do mapeador de bits do transmissor, ou seja, reconhece se os símbolos são do tipo BPSK, QPSK ou QAM, e organiza-os de forma a serem processados.

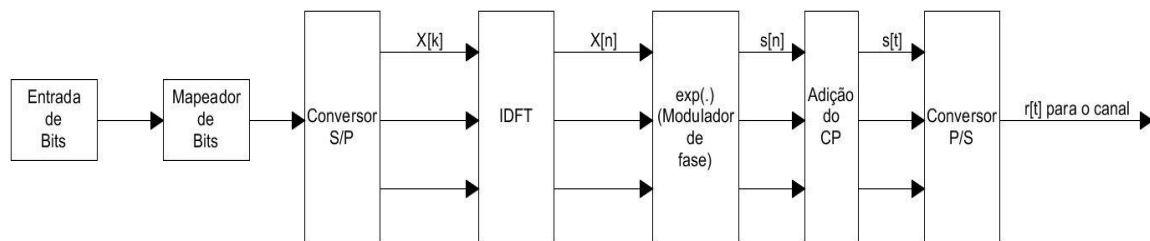


FIGURA 2.22 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO TRANSMISSOR CE-OFDM [11]

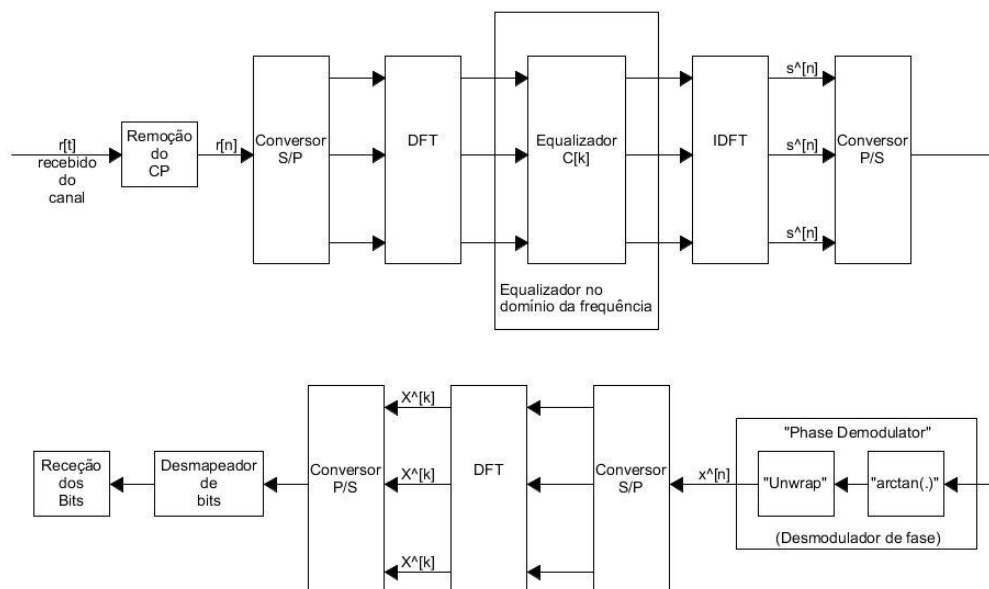


FIGURA 2.23 - DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM RECETOR CE-OFDM [11]

Apesar do CE-OFDM conseguir um valor de PAPR de 0 dB, este apresenta algumas limitações. A complexidade da DFT é proporcional à ordem de grandeza ( $M$ ) da modulação dos símbolos (M-QAM), além de também apresentar alguma complexidade ao nível do transmissor e do recetor. O CE-OFDM também apresenta um espalhamento espectral elevado, que aumenta à medida que se aumenta o índice de modulação de fase ( $h$ ), como se pode ver na figura 2.24.

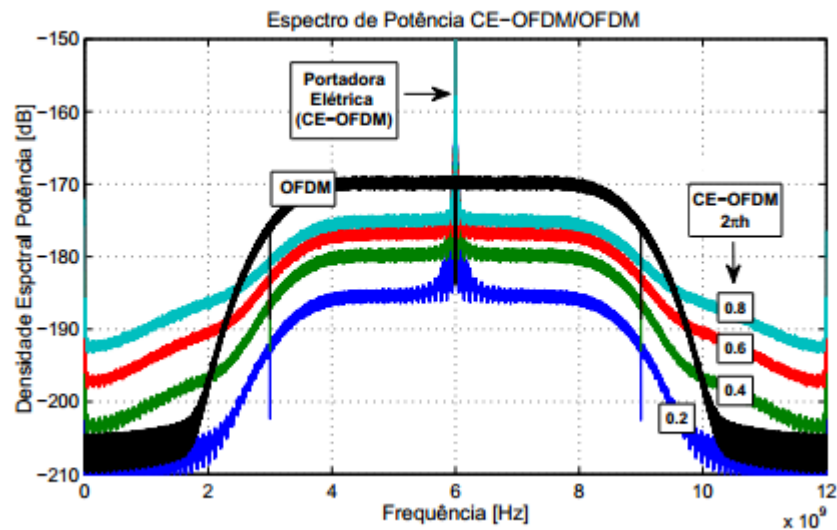


FIGURA 2.24 – ESPALHAMENTO ESPECTRAL DO CE-OFDM [13]

Quanto ao desempenho, como se pode observar na figura 2.25, o CE-OFDM também se revela pior do que o OFDM convencional, uma vez que apresenta valores de BER acima de  $10^{-4}$ .

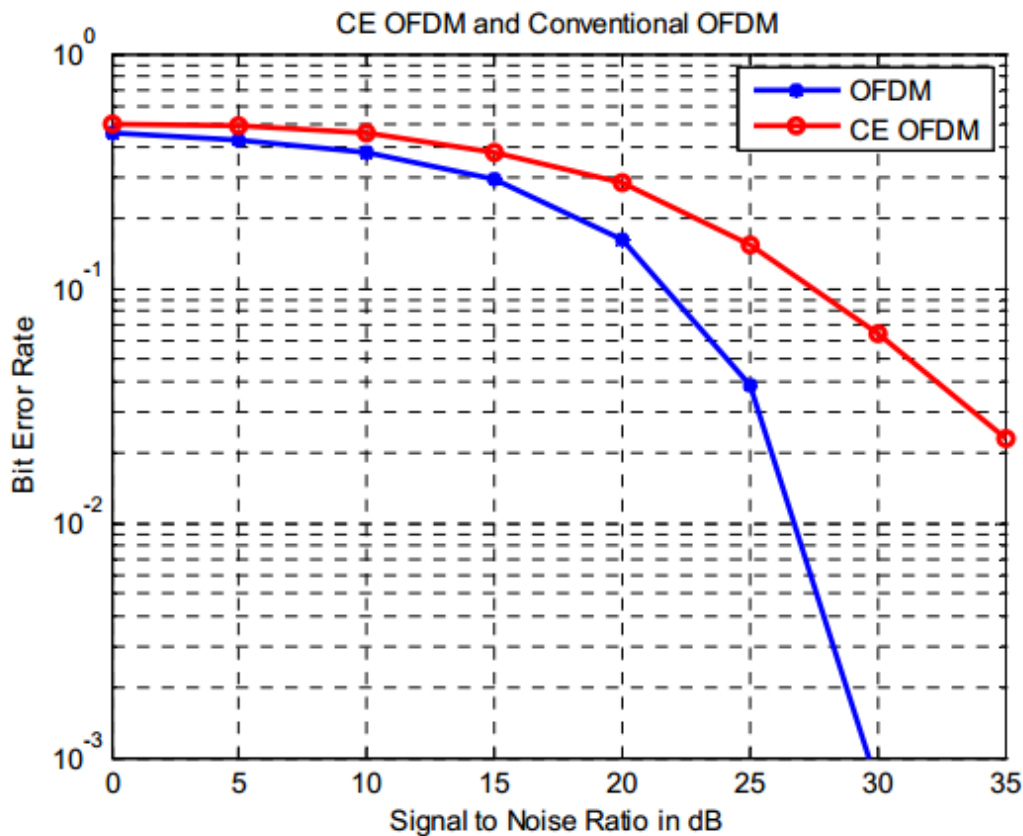


FIGURA 2.25 - BER DO CE-OFDM E DO OFDM CONVENCIONAL [11]

## 2.8. RESUMO DO CAPÍTULO

Ao longo deste capítulo, foram dadas a conhecer algumas técnicas de modulação MC, bem como algumas técnicas de redução da PAPR consequente. No que diz respeito a técnicas de modulação MC, foram analisadas as técnicas DWMT, WPM, FDM e OFDM. A DWMT é bastante eficiente quanto à transmissão, devido ao recurso ao algoritmo Fast ELT, compromete a sua viabilidade devido à elevada complexidade do banco de filtros. Em relação à WPM, a mesma apresenta uma boa eficácia devido à divisão do sinal em sub-blocos de menor complexidade e à elevada flexibilidade quanto aos formatos dos impulsos dos sinais sobre os quais teria de atuar. Contudo, a WPM apresenta uma complexidade computacional elevada devido à existência do banco de filtros que decompõem o sinal inicial. Esta complexidade aumenta consoante a ordem de grandeza dos filtros, além de se ter de recorrer a esquemas adicionais de equalização, de forma a cancelar a ISI e ICI. Além da DWMT e da WPM, foi também caracterizada a técnica FDM. Esta técnica possibilita o envio simultâneo de vários canais num mesmo cabo ou no FM stereo, mas apresenta desvantagens como a interferência cruzada entre canais adjacentes e a necessidade da utilização de filtros altamente seletivos, o que acarreta distorção de fase nos filtros e que, por sua vez, causa erros de transmissão.

Por último, foi feita a análise e caracterização do OFDM, para a qual se podem enumerar as seguintes vantagens:

- ✓ Maior eficiência espectral ao nível da utilização do espectro da banda visto que permite a sobreposição das sub-portadoras
- ✓ Divide o canal em sub-canais de banda estreita com “**flat fading**” (desvanecimento plano, onde todos os componentes do sinal sofrem a mesma magnitude de desvanecimento) o que o torna mais resistente ao desvanecimento seletivo da frequência
- ✓ Ao utilizar N sub-portadoras em paralelo, o tempo de duração dos símbolos é maior, o que leva a uma menor sensibilidade à ISI e IBI, e a erros de sincronismo no tempo
- ✓ Elimina a ICI e IBI com a introdução do CP
- ✓ Devido ao uso adequado de codificação e **interleaving** (baralhamento dos bits), consegue recuperar a perda de símbolos provocada pela seletividade de frequência do canal
- ✓ Equalização simples, uma vez que é feita no domínio da frequência e se traduz apenas por uma inversão do canal
- ✓ Fácil implementação através do uso das técnicas FFT para a modulação e desmodulação

Como desvantagens do OFDM, pode-se referir a sua maior sensibilidade a erros na frequência (offset) das sub-portadoras, e a elevada gama dinâmica resultante das flutuações da envolvente. Por conseguinte, foram apresentadas três técnicas de redução da PAPR, o SLM, o PTS e o clipping. No caso do SLM, este apresenta uma elevada complexidade, sem garantir uma envolvente constante e introduzindo o efeito “**floor**” na BER, o qual é indesejável no contexto do 4G e 5G. Em relação ao PTS, o problema reside na complexidade da estimação das rotações de fase aquando da implementação, o que implica a uma elevada complexidade computacional. Por último, o clipping, que consiste no corte ou compressão do sinal, implica distorção não linear, o que compromete a eficiência espectral e de amplificação.

Foram igualmente apresentados esquemas de pré distorção e de modulação OFDM de envolvente constante na tentativa de atenuar os efeitos do clipping ou evitar o clipping. Verificou-se que os esquemas de pré distorção não são completamente eficazes, uma vez que não compensam totalmente a distorção provocada pelo clipping. Quanto à modulação OFDM de envolvente constante (o CE-OFDM), também se revela ineficaz devido ao facto do índice de modulação ser diretamente proporcional ao índice de espalhamento espectral. Além destas desvantagens, existe ainda um aumento da complexidade de hardware, tanto a nível do emissor como do recetor, face ao OFDM convencional.

Por conseguinte, a definição de um método de amplificação linear, de baixa complexidade e independente do valor de PAPR do sinal e sem efeitos não lineares, torna-se vantajosa na

medida em que a distorção não linear do sinal não é evitada com recurso a qualquer um dos métodos atrás mencionados. Por conseguinte, no próximo capítulo é apresentado um método de amplificação linear quantizada, aplicável ao OFDM, no qual os valores quantizados da envolvente são decompostos na soma dos componentes de envolvente constante, e que podem ser amplificados separadamente por meio de amplificadores não lineares, a operar na saturação.

### 3. AMPLIFICAÇÃO LINEAR E QUANTIZADA DE UM SINAL MC

Já foi referido anteriormente que sistemas de telecomunicações como o 4G e o 5G requerem uma elevada taxa de transmissão de bits, que pode ser conseguida através da adoção de modulações MC de elevada eficiência espectral, como o OFDM. A eficiência espectral do OFDM deve-se à sobreposição dos espectros das suas sub-portadoras ortogonais. Contudo, esta é conseguida com sacrifício da PAPR. Convém salientar que a eficiência espectral do OFDM pode ser melhorada com recurso a constelações multi-nível do tipo MQAM, o que compromete ainda mais a limitação da PAPR. Em ambos os casos, as flutuações da envolvente levam a que haja um elevado valor de PAPR que compromete a eficiência de amplificação.

Neste capítulo, é apresentado um novo método de amplificação linear, independente do nível da PAPR do sinal, baseado na amplificação linear quantizada de um sinal MC. Na secção 3.1 é feita a caracterização analítica do método, sendo igualmente descritos os componentes e passos necessários à implementação deste tipo de amplificação. Dado que o método proposto se baseia na quantização da envolvente do sinal de entrada, a caracterização estatística da envolvente complexa dos sinais OFDM torna-se uma ferramenta importante para avaliar os efeitos da quantização, visto que a caracterização estatística pode ser usada para a definição do número de níveis de quantização e respetiva distorção associada ao erro de quantização. Neste contexto, na secção 3.2 é feita a caracterização estatística da envolvente complexa do sinal e das envolventes das componentes em fase e quadratura, para diferentes números de sub-portadoras.

#### 3.1 DESCRIÇÃO DO MÉTODO

O método de amplificação linear quantizada, baseia-se na quantização das amostras da envolvente do sinal de entrada e pode ser caracterizado pelo diagrama de blocos da figura 3.1. Os valores das amostras da envolvente complexa são quantizados através de  $N_b$  bits de quantização, que são convertidos em componentes polares. Por conseguinte, cada nível de quantização é decomposto na soma de  $N_b$  componentes polares [14]. Cada uma destas componentes polares são por sua vez moduladas por um modulador do tipo BPSK, especialmente desenhado para garantir uma envolvente praticamente constante ou contante na saída de cada um dos moduladores [15]. Considerem-se, as amostras IFFT do sinal dadas por:

$$s(t = nT_s) = s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} S(k) e^{j2\pi nk/N}, \quad (3.1)$$

onde  $N$  (número de sub-portadoras) é a dimensão da IFFT,  $s(k)$  representa uma amostra no domínio da frequência e  $T_s$  uma amostra no domínio do tempo. Contudo, estas amostras da envolvente podem assumir um conjunto infinito de valores dentro da gama dinâmica, pelo que uma quantização reduz os valores possíveis a um alfabeto finito. Com o quantizador, o valor de

cada amostra é transformado num símbolo quantizado  $S_{n,QT}$ , pertencente a um alfabeto finito com  $2^{N_b}$  símbolos de quantização possíveis. Consequentemente, o quantizador tem  $N_b$  bits, e  $M = 2^{N_b}$  níveis de quantização, nos quais  $N_b$  bits de quantização são utilizados na definição de  $N_m \leq N_b$  componentes polares em que o símbolo quantizado pode ser decomposto.

O esquema relativo a este método pode ser visualizado através do diagrama de blocos da figura 3.1.

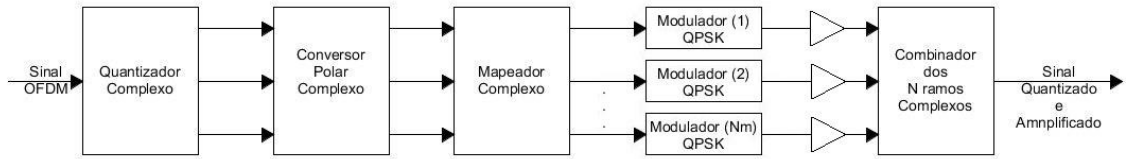


Figura 3.1 – Diagrama de amplificação quantizada do sinal complexo, com envolvente constante (por meio de quantizadores "Complexos" e quantização uniforme)

Como se pode observar no esquema da figura 3.1, a envolvente complexa é quantizada em  $M = 2^{N_b}$  níveis de quantização. De seguida, no conversor polar, os bits de quantização  $\beta_n^{(N_b-1)}, \beta_n^{(N_b-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)}$  são convertidos para a forma polar  $b_n^{(N_b-1)}, b_n^{(N_b-2)}, \dots, b_n^{(1)}, b_n^{(0)}$ , através de  $b_n^{(m)} = (-1)^{\beta_n^{(m)}}$ . O conjunto finito de símbolos quantizados é dado por  $\mathfrak{S} = \{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$ , onde  $M = 2^{N_b}$  é o número de símbolos das constelações quantizadas, que se regem pela seguinte regra:

$$\left( \beta_n^{(N_b-1)}, \beta_n^{(N_b-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)} \right) \mapsto s_{n,QT} \in \mathfrak{S}, \quad (3.2)$$

onde  $\beta_n^{(N_b-1)}, \beta_n^{(N_b-2)}, \dots, \beta_n^{(1)}, \beta_n^{(0)}$  corresponde à representação binária de  $n$ , com  $N_b = \log_2(M)$  bits. Em seguida, no mapeador, a versão polar dos bits de quantização do tipo  $b_n^{(N_b-1)}, b_n^{(N_b-2)}, \dots, b_n^{(1)}, b_n^{(0)}$ , são mapeados em  $N_m \leq N_b$  componentes polares, resultantes da decomposição do valor de quantização  $s_{n,QT}$  na soma de componentes polares dada por

$$\begin{aligned} s_{n,QT} &= g_0 + g_1 b_n^{(0)} + g_2 b_n^{(1)} + g_3 b_n^{(0)} b_n^{(1)} + g_4 b_n^{(2)} + (\dots) \\ &= \sum_{i=0}^{N_m-1} g_i \prod_{m=0}^{N_m-1} (b_n^{(m)})^{\gamma_{m,i}} = \sum_{i=0}^{N_m-1} g_i b_n^{eq(i)}, \end{aligned} \quad (3.3)$$

em que  $(\gamma_{N_m-1,i}, \gamma_{N_m-2,i}, \dots, \gamma_{1,i}, \gamma_{0,i})$  corresponde à representação binária de  $i$ ,  $b_n^{(m)} = (-1)^{\beta_n^{(m)}}$  corresponde à representação do bit,  $\beta_n^{(m)}$ ,  $b_n^{eq(i)} = \prod_{m=0}^{N_m-1} (b_n^{(m)})^{\gamma_{m,i}}$  equivale à  $i$ -ésima

componente polar de  $s_n$ ,  $N_m$  é o número de coeficientes não nulos da referida equação de decomposição e  $g_i$  representa o coeficiente associado à amplitude de cada uma das componentes polares.

Depois de mapeados por um mapeador, os  $N_m$  componentes podem ser modulados por meio de  $N_m/2$  modeladores QPSK, OQPSK ou MSK (Minimum Shift Keying) ou  $N_m$  moduladores BPSK. Estes moduladores são especialmente concebidos para garantir uma envolvente quase constante ou mesmo constante e um espectro compacto. Note-se que a forma de pulso do sinal do modelador pode ser seleccionada, de forma a atingir estes objectivos. É conveniente salientar que no caso de se usarem moduladores QPSK, o número de ramos de amplificação é de  $N_m/2$  em vez de  $N_m$ .

Em cada ramo o sinal resultante na saída do modelador é amplificado por um amplificador não linear que pode estar a operar na saturação ou próximo desta, em que o nível de saturação depende da amplitude do sinal na saída do modulador. Por conseguinte, o andar de amplificação é composto por  $N_m/2$  ou  $N_m$  amplificadores em paralelo (dependendo do tipo de modulador usado), sendo as suas saídas somadas num combinador. As vantagens desta técnica são a menor distorção, devido ao facto da mesma ser única e exclusivamente devido ao erro de quantização, a inexistência de qualquer espalhamento espectral, uma vez que o pulso é seleccionado no modulador (notar que os amplificadores neste caso não introduzem qualquer distorção, uma vez os sinais amplificados são de envolvente constante) e uma independência face aos valores da PAPR do sinal de entrada do quantizador.

O esquema de amplificação pode ser implementado de outra forma, em que o sinal de entrada é decomposto nas suas componentes em fase e quadratura, antes da envolvente de cada ser sujeita a um quantizador. O diagrama de blocos correspondente é o que se encontra apresentado na figura 3.2. Neste caso podem ser usados quantizadores “Reais” para cada componente em vez de um quantizador “Complexo” do diagrama de blocos da figura 3.1. Como se pode ver as componentes em fase I e em quadratura Q da envolvente complexa são separadas e quantizadas por dois quantizadores independentes, cada um com  $N_b^I$  e  $N_b^Q$  bits de quantização que correspondem, a dois alfabetos finitos com  $2^{N_b^I}$  e  $2^{N_b^Q}$  símbolos de quantização para os valores quantizados da componente em fase  $s_{n,QT}^I$  e valores quantizados da componente em quadratura  $s_{n,QT}^Q$ , respetivamente. Os valores quantizados  $s_{n,QT}^{IN}$  da componente em fase e os valores quantizados  $s_{n,QT}^Q$  da componente em quadratura são agora decompostos com somas de  $N_m^I \leq N_b^I$  e  $N_m^Q \leq N_b^Q$  componentes polares, e amplificados, respetivamente, por  $N_m^I$  e  $N_m^Q$  amplificadores cada, antes de serem combinados em dois combinadores, ou num único combinador com  $N_m^I + N_m^Q$  entradas.



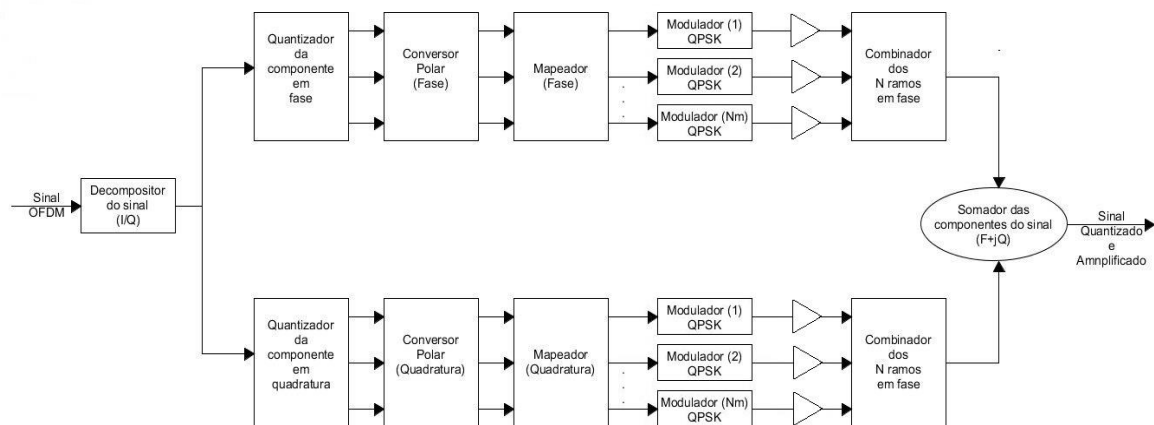


FIGURA 3.2 - DIAGRAMA DE FUNCIONAMENTO DA AMPLIFICAÇÃO EM FASE E QUADRATURA, COM ENVOLVENTE CONSTANTE (POR MEIO DE QUANTIZADORES DO TIPO "REAL" E QUANTIZAÇÃO UNIFORME)

No caso de se usarem dois combinadores, as duas componentes do sinal já amplificadas são somadas de forma a reconstruir um sinal do tipo complexo ( $I + jQ$ ).

Com o método de amplificação proposto, torna-se possível maximizar a eficiência energética da amplificação devido ao recurso a amplificadores não-lineares. O erro de quantização pretendido  $\varepsilon_{QT}$ , é o único responsável por uma possível distorção do sinal amplificado, mas pode ser minimizado através de um dimensionamento correto do quantizador. É importante ainda referir que o erro de quantização pode ser minimizado aumentando os bits de quantização do quantizador, aumentando assim a precisão do processo de quantização [17]. No entanto, é conveniente determinar qual o número de níveis de quantização a partir do qual o impacto desta no desempenho do sistema é baixo, de forma a conseguir o melhor compromisso entre complexidade do quantizador e desempenho do método de amplificação aqui proposto.

Por conseguinte, é necessário caracterizar estatisticamente a distribuição da envolvente, e verificar se e quando as amostras no tempo ( $S_n$ ) tendem para uma distribuição Gaussiana de média nula e qual o comportamento da gama dinâmica com a variação do número de sub-portadoras. Consequentemente, é necessário verificar que a gama dinâmica da envolvente não aumenta exponencialmente com o aumento do número de sub-portadoras, de forma a que não se comprometa a eficácia energética do método e a complexidade do quantizador e do andar de amplificação.

## 3.2 PROPRIEDADES ESTATÍSTICAS DA ENVOLVENTE

O comportamento Gaussiano da envolvente complexa de sinais MC com elevado número de sub-portadoras torna-se uma ferramenta importante para avaliar os efeitos da quantização, visto

que a caracterização estatística da envolvente pode ser usada para definir o erro de quantização aplicável e o nível do clipping.

Já se referiu que a envolvente complexa do OFDM tende a ter uma distribuição Gaussiana para um elevado número de sub-portadoras ( $N \gg 1$ ). Logo, é necessário verificar as condições a partir das quais a envolvente complexa obedece efectivamente a uma distribuição Gaussiana. Com base na sua distribuição é possível uma definição mais exacta do quantizador, bem como do nível a que é feito um clipping do sinal quando este é necessário. Como se verá mais adiante, a partir de certo número de sub-portadoras, a envolvente obedece a uma FDP descrita por

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2}, -\infty < x < \infty, \quad (3.4)$$

onde  $\mu$  corresponde à média e  $\sigma$  ao desvio padrão [18] e que se encontra representada na figura 3.3

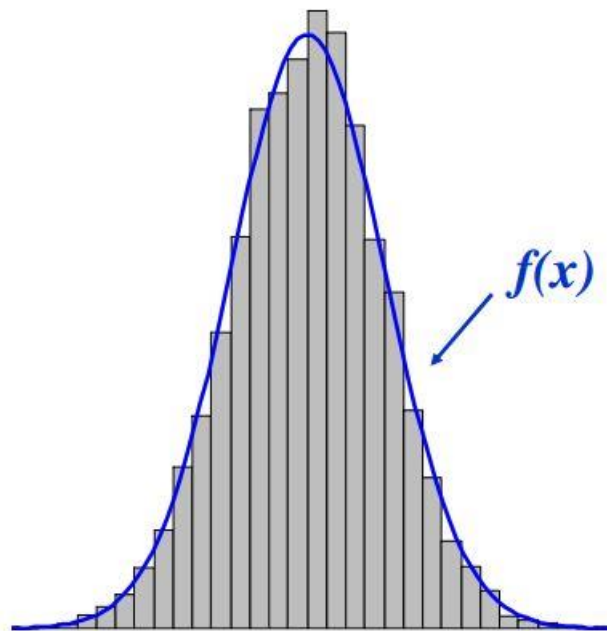


FIGURA 3.3 - FUNÇÃO DENSIDADE DE PROBABILIDADE (FDP) [18]

Obviamente que a precisão do quantizador depende do erro de quantização  $\varepsilon_{QT}$  pretendido. Como o número de níveis de quantização depende do erro de quantização e gama dinâmica do sinal, o conhecimento do comportamento desta com o número de sub-portadoras é fundamental para saber qual o comportamento da complexidade do quantizador usado no método proposto com o aumento do número de sub-portadoras. Verifica-se que o número de níveis de quantização

necessários para um dado  $\varepsilon_{QT}$ , não aumenta proporcionalmente com o número de sub-portadoras (aliás a partir de certo número de sub-portadoras, para a mesma modulação, neste caso QPSK, a gama dinâmica varia pouco com o aumento das sub-portadoras), uma vez que de acordo com [20], a relação entre o número de sub-portadoras e o valor da gama dinâmica é dada por

$$-\sqrt{2N} \leq \text{Re}\{s_n\} \leq \sqrt{2N} \quad (3.5)$$

$$-\sqrt{2N} \leq \text{Im}\{s_n\} \leq \sqrt{2N}. \quad (3.6)$$

Logo, a determinação do número de níveis de quantização pode ser feita através de uma relação entre o número de sub-portadoras e o intervalo de quantização pretendido. Assim, o número de níveis de quantização pode ser dado por

$$N_q = 2 \left\lceil \frac{\sqrt{2N}}{\Delta} \right\rceil, \quad (3.7)$$

onde  $N$  corresponde ao número de sub-portadoras,  $\Delta = 2\varepsilon_{QT}$  ao intervalo de quantização e  $\lceil \cdot \rceil$  corresponde a uma função que arredonda por excesso o resultado obtido pelo quociente dentro da mesma [20].

As figuras 3.4 a 3.9 foram obtidas através de simulação no Matlab, sendo que nas mesmas se pode verificar o comportamento gaussiano da distribuição da envolvente de cada uma das componentes do sinal para 32, 64, 128, 256, 512 e 1024 sub-portadoras.

De salientar que a linha a vermelho presente nas figuras 3.4 a 3.15 corresponde à ferramenta “Hist fit” do Matlab, tanto para a distribuição gaussiana (figuras 3.4 a 3.9) como para a distribuição de Rayleigh (figuras 3.10 a 3.15).

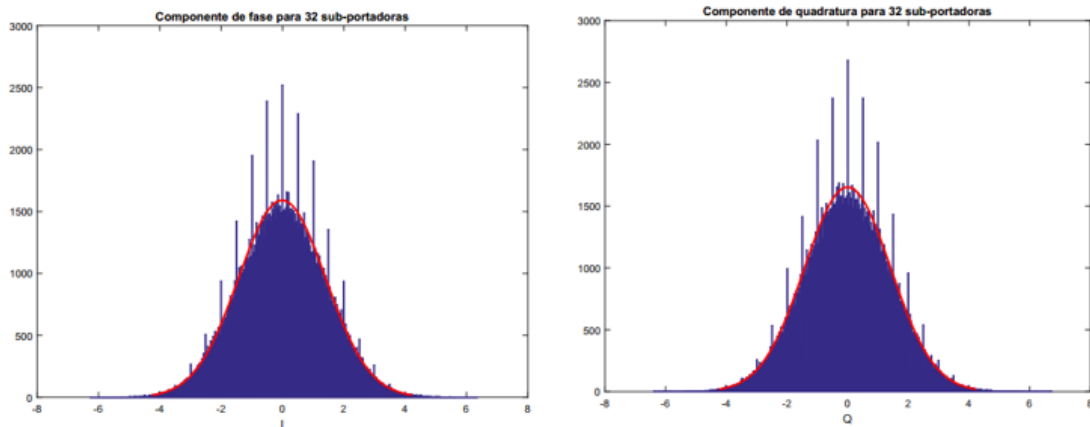


FIGURA 3.4 - ENVOLVENTE DA COMPONENTE EM FASE E QUADRATURA PARA 32 SUB-PORTADORAS

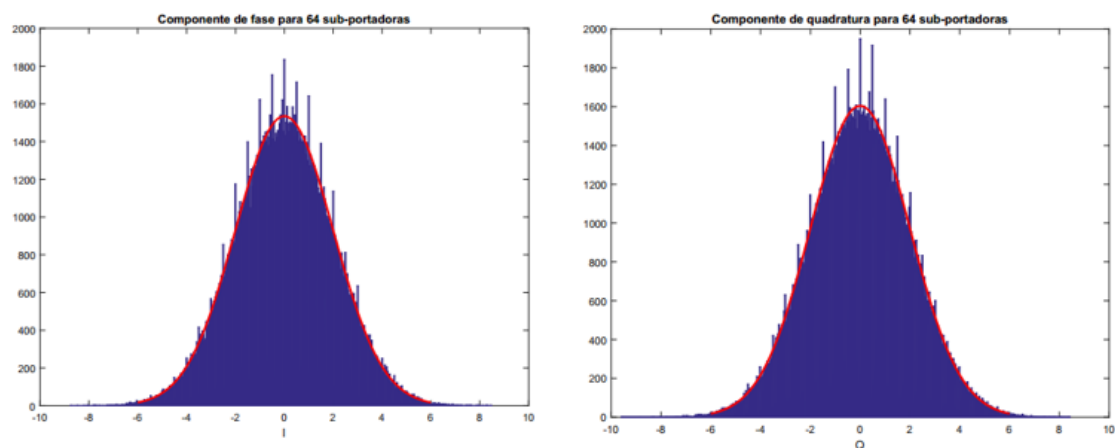


FIGURA 3.5 - ENVOLVENTE DA COMPONENTE EM FASE E QUADRATURA PARA 64 SUB-PORTADORAS

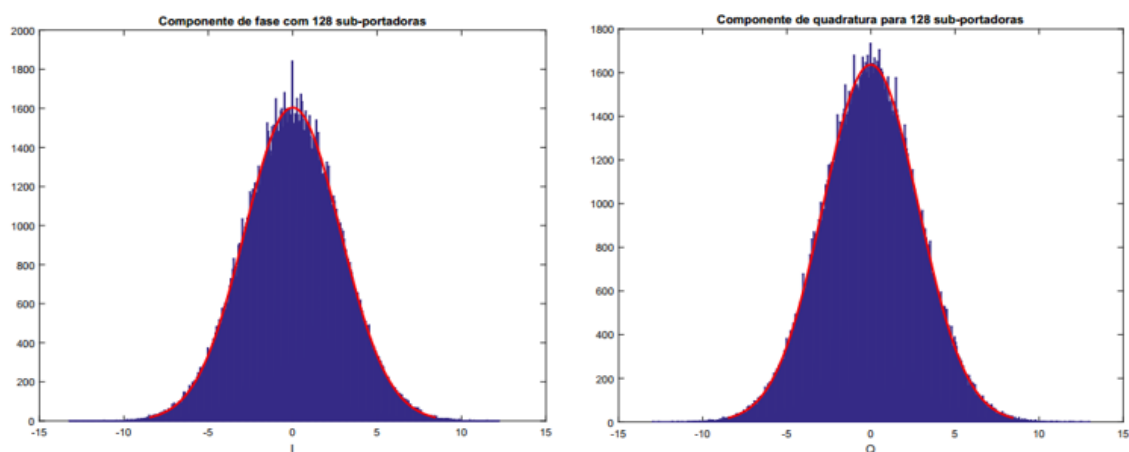


FIGURA 3.6 - ENVOLVENTE DA COMPONENTE EM FASE E QUADRATURA PARA 128 SUB-PORTADORAS

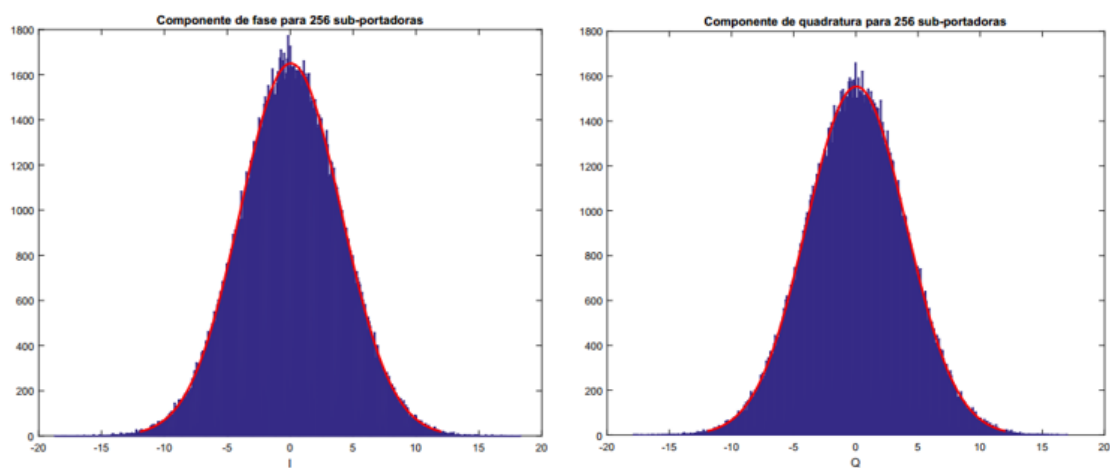


FIGURA 3.7 - ENVOLVENTE DA COMPONENTE EM FASE E QUADRATURA PARA 256 SUB-PORTADORAS

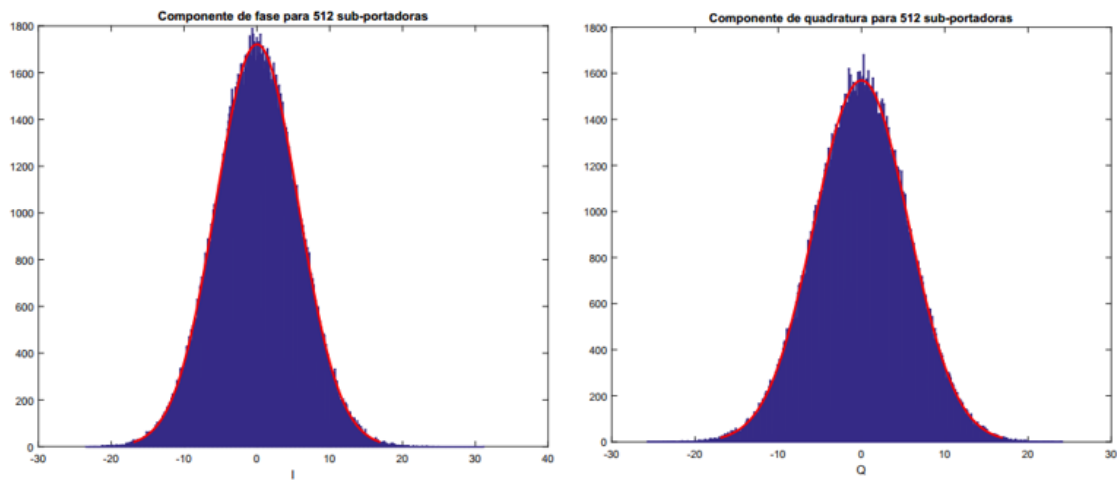


FIGURA 3.8 - ENVOLVENTE DA COMPONENTE EM FASE E QUADRATURA PARA 512 SUB-PORTADORAS

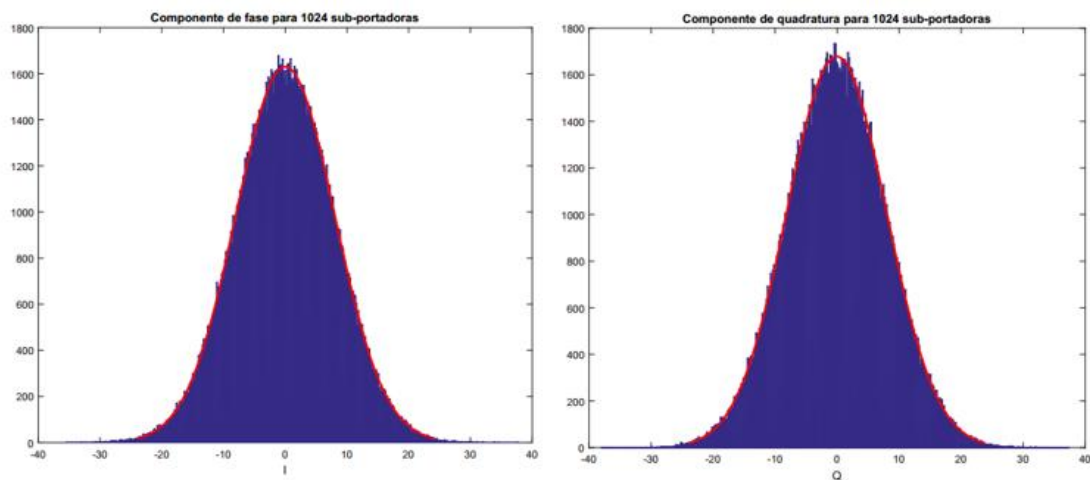


FIGURA 3.9 - ENVOLVENTE DA COMPONENTE EM FASE E QUADRATURA PARA 1024 SUB-PORTADORAS

Para todos os conjuntos de amostras da envolvente obtidos os gráficos correspondentes foi obtida a FDP correspondente, representada pela curva a vermelho nas figuras anteriores (para esse efeito foi usada a função `histfit` do Matlab, tendo como entrada o conjunto de amostras da envolvente em cada um dos casos)

Pode-se verificar pelas imagens que, a partir de  $N=64$  sub-portadoras ( $N \gg 1$ ), a envolvente das componentes em fase e em quadratura obedece a uma distribuição Gaussiana, uma vez que as amostras  $S_n$  coincidem com a linha do gráfico que define a distribuição puramente Gaussiana.

No caso da envolvente complexa tem-se uma distribuição de Rayleigh. Com base na análise das amostras da envolvente complexa é possível verificar que esta tende a obedecer a uma distribuição de Rayleigh, quando o número de sub-portadoras é maior ou igual a 64. Este comportamento é evidenciado no conjunto de figuras 3.10 a 3.15. Convém salientar que foi também obtida a FDP correspondente a cada um dos casos, mediante o mesmo método aplicado nos resultados anteriores.

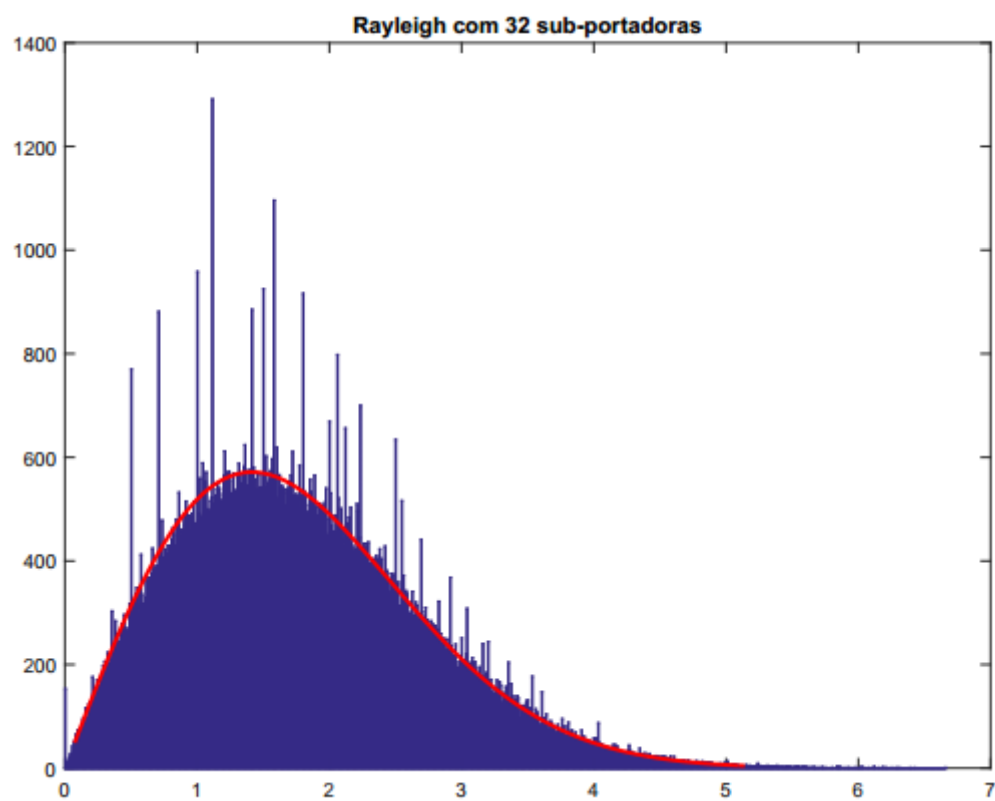


FIGURA 3.10 - DISTRIBUIÇÃO DA ENVOLVENTE PARA 32 SUB-PORTADORAS

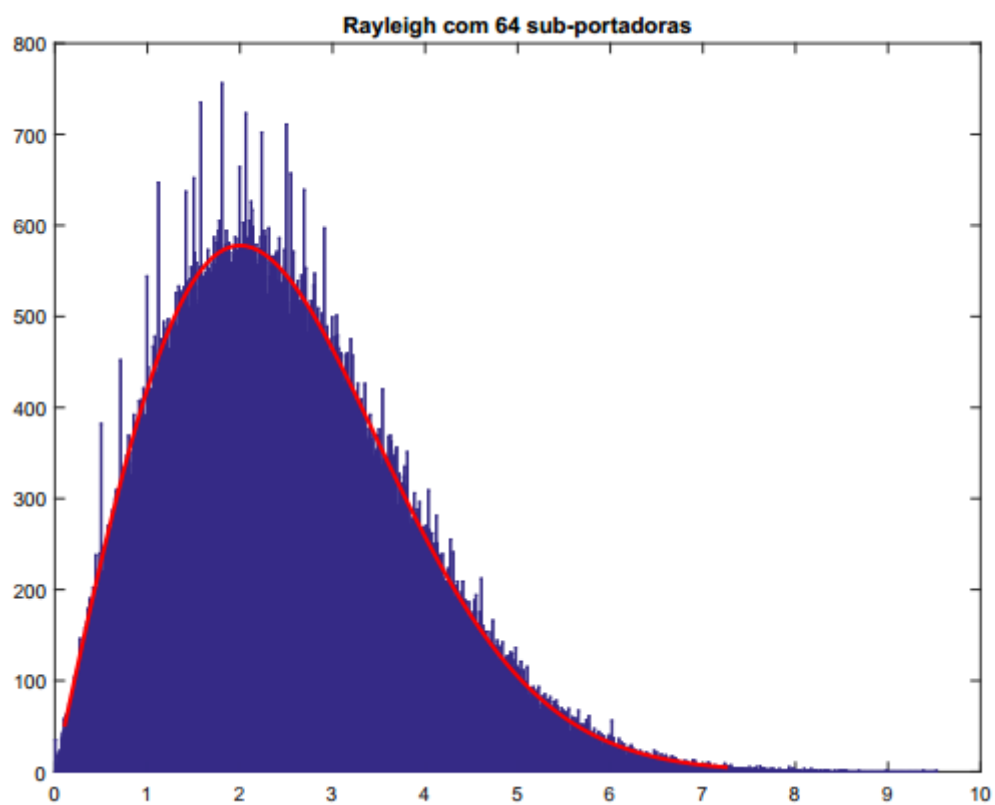


FIGURA 3.11 - DISTRIBUIÇÃO DA ENVOLVENTE PARA 64 SUB-PORTADORAS

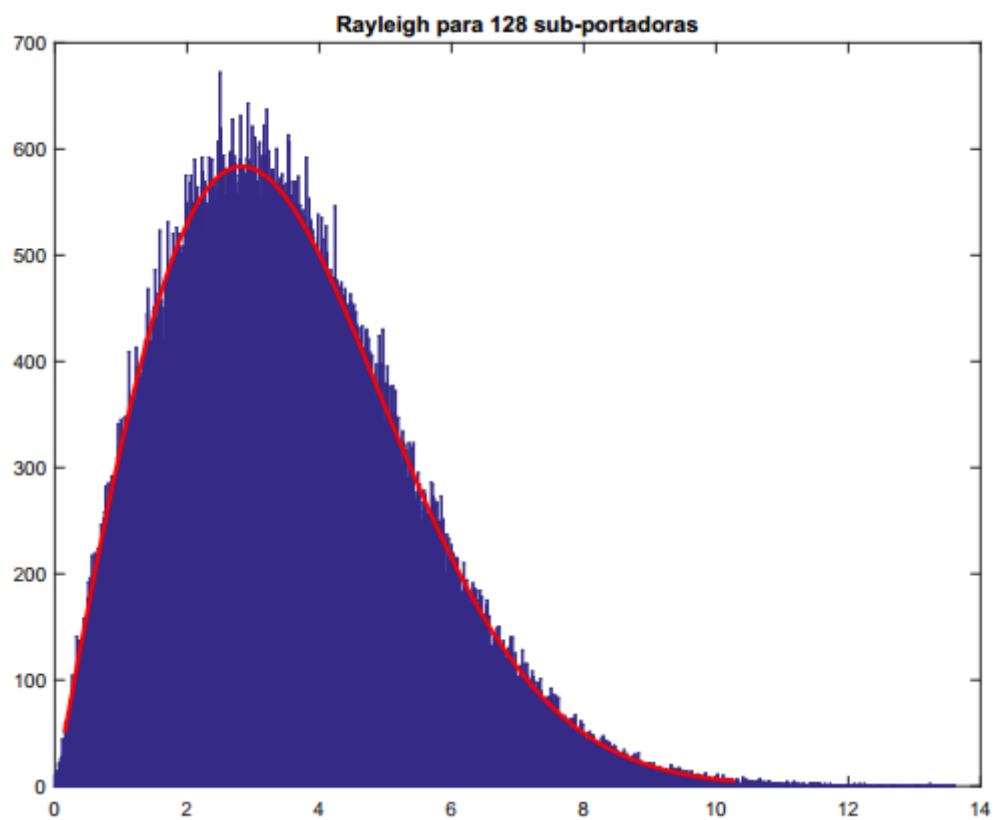


FIGURA 3.12 - DISTRIBUIÇÃO DA ENVOLVENTE PARA 128 SUB-PORTADORAS

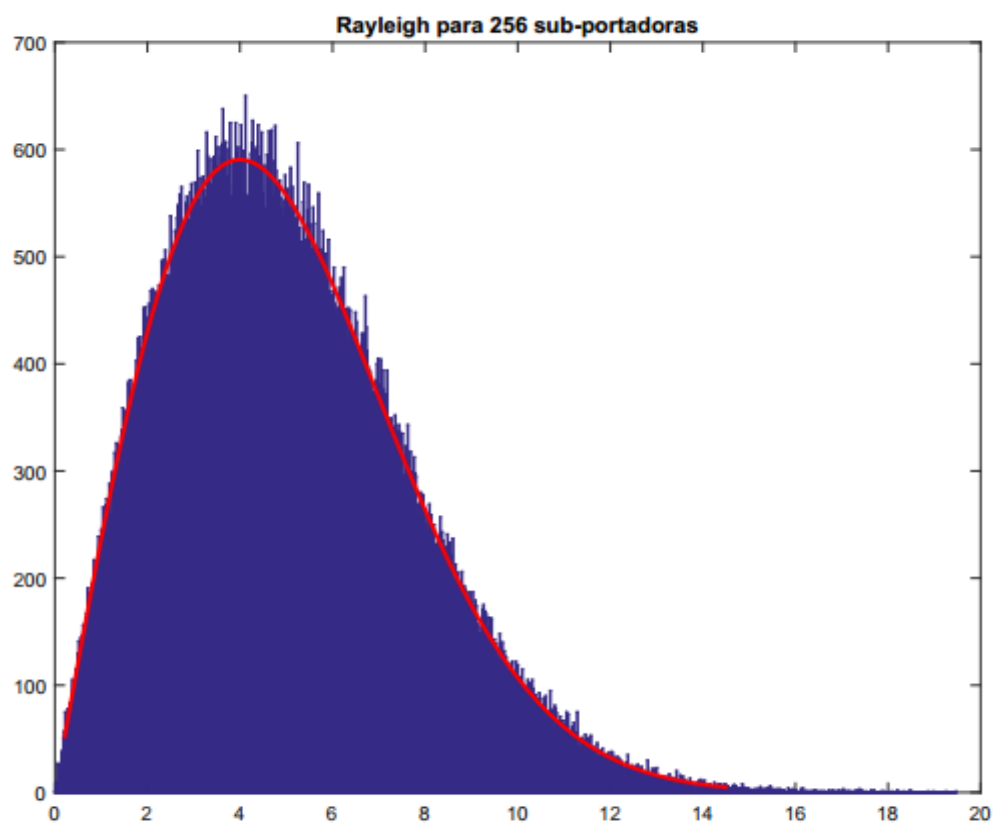


FIGURA 3.13 - DISTRIBUIÇÃO DA ENVOLVENTE PARA 256 SUB-PORTADORAS

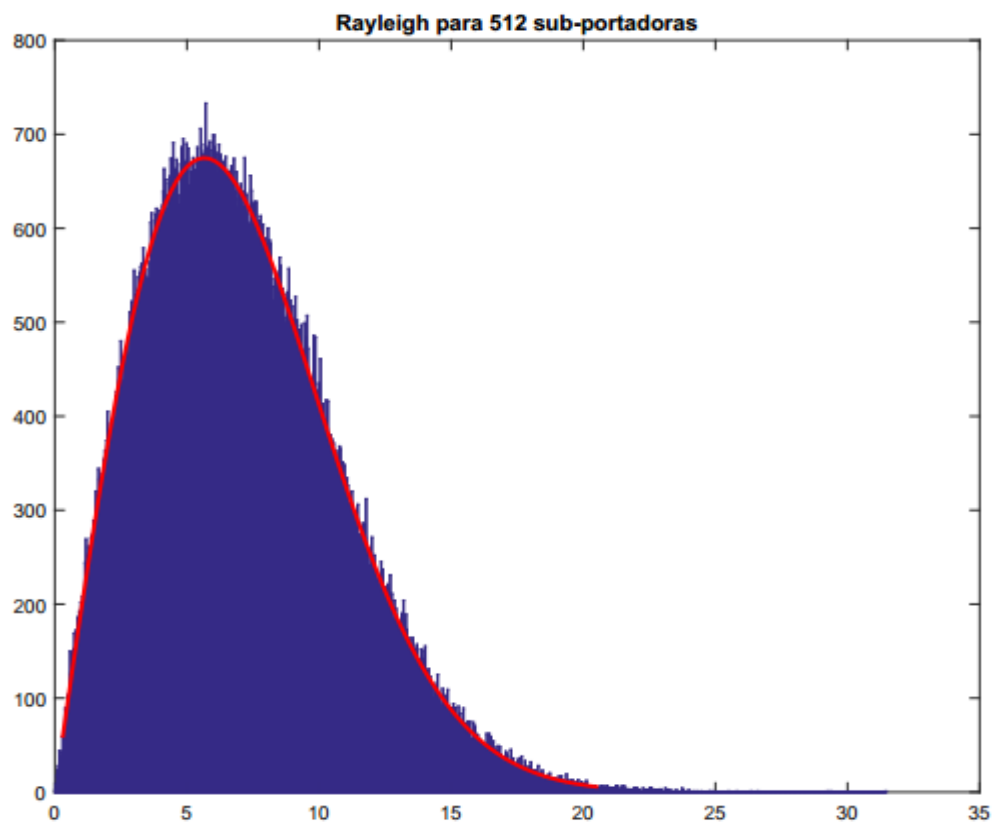


FIGURA 3.14 - DISTRIBUIÇÃO DA ENVOLVENTE PARA 512 SUB-PORTADORAS



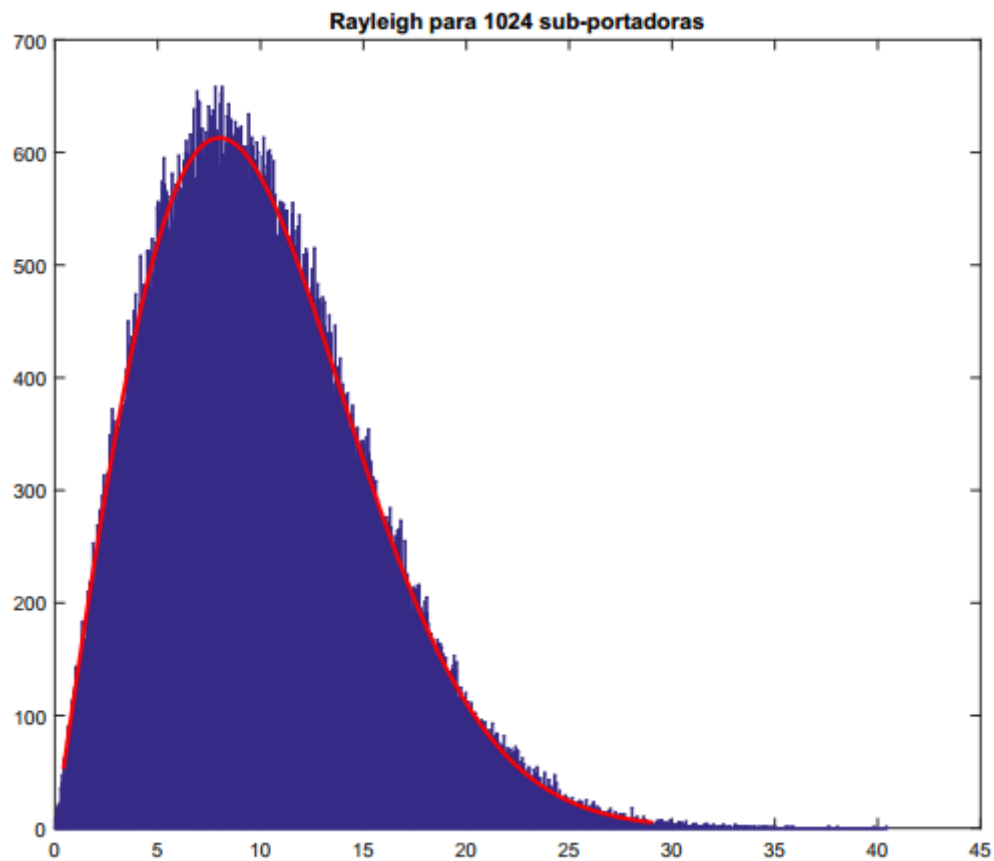


FIGURA 3.15 - DISTRIBUIÇÃO DA ENVOLVENTE PARA 1024 SUB-PORTADORAS

Tal como esperado, verifica-se que com o aumento do número de sub-portadoras, a gama dinâmica das envolventes da componente em fase e em quadratura pouco aumenta, e que os seus limites obedecem a (3.5) e (3.6). Obviamente que o mesmo é válido para a envolvente complexa do sinal.

Contudo, algumas questões se colocam relativamente a este método, nomeadamente qual o impacto do erro de quantização no desempenho do sistema e qual o impacto dos  $N$  níveis de quantização e do clipping, que serão tratados nos próximos capítulos.

## 4. IMPACTO DO ERRO DE QUANTIZAÇÃO SEM CLIPPING

No capítulo anterior, foi apresentado o método de amplificação linear quantizada de um sinal MC que satisfaz todas as condições inerentes a uma amplificação eficiente, visto que esta envolve  $N$  sinais de envolvente constante que resultam da quantização. Dado que distorção se deve unicamente ao processo de quantização, é necessário avaliar o impacto deste no desempenho e na complexidade do sistema, de forma a avaliar a eficácia deste método. Neste capítulo, será abordado o impacto do erro de quantização nos sinais resultantes do processo de amplificação apresentado. Na secção 4.1, será caracterizado analiticamente o processo de quantização do sinal, referindo aspetos como a amostragem e tipo de quantização adoptado. Na secção 4.2, é feita a caracterização estatística do sinal quantizado. Por último, na secção 4.3, é analisado o desempenho do processo de amplificação linear quantizada.

### 4.1 PROCESSO DE QUANTIZAÇÃO

Nas implementações convencionais de sistemas com modulação MC, a envolvente complexa está centrada numa frequência central caracterizada por  $f_c = f_0 + \Delta NF$ , onde  $f_0$  corresponde à frequência central do espectro resultante de um sinal de um filtro passa-banda e,  $\Delta NF$  corresponde ao intervalo de frequências que limitam a separação entre sub-portadoras, sendo que, para efeitos de análise do impacto da quantização, se considera como frequência central da envolvente a frequência central do espectro, ou seja,  $f_c = f_0$  ( $\Delta N = 0$ ), visto que  $\Delta N$  também pode ter um efeito significativo no desempenho dos quantizadores. Na figura 4.1 é ilustrado o significado das variáveis acima descritas.

Os efeitos da quantização da envolvente complexa em sinais MC [18][19], podem ocorrer tanto no transmissor como no recetor, visto que estão associados à precisão da DFT. Usualmente, assume-se que o ruído é distribuído e adicionado ao sinal quantizado de forma uniforme, o que no caso de ser aplicado clipping ou de serem utilizados quantizadores não uniformes no processo de quantização, pode não ser adequado.

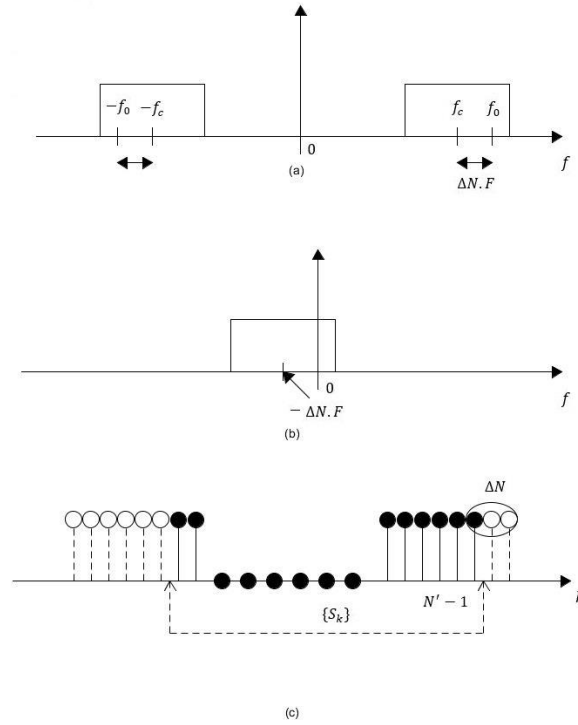


FIGURA 4.1- (A) DENSIDADE ESPECTRAL DO SINAL PASSA-BANDA; (B) FREQUÊNCIA CENTRAL DA ENVOLVENTE COMPLEXA; (C) BLOCO PARA  $N=9$ ,  $N'=16$  E  $\Delta N=3$  [18]

Os efeitos da quantização a considerar podem ser no domínio do tempo ou no domínio da frequência, sendo que os efeitos no domínio do tempo merecem mais relevância do que no domínio da frequência, visto que

- As amostras recebidas no domínio da frequência são submetidas a dispositivos de decisão, que podem ser modulados com características de quantização adequada;
- A gama dinâmica dos sinais no domínio da frequência é menor do que no domínio do tempo;
- Os efeitos de quantização das amostras no domínio da frequência apenas se fazem sentir localmente, ou seja, apenas numa determinada sub-portadora.

Os blocos de informação no domínio do tempo, resultantes de uma IDFT ideal, podem ser considerados como uma amostra das sub-portadoras que constituem o sinal original, mas que são obtidos através de um fator de subamostragem de  $M_{Tx} = N'/N$ , resultando em blocos do tipo  $\{s_n; n = 0, 1, \dots, N' - 1\} = \text{IDFT}\{S_k; k = 0, 1, \dots, N' - 1\}$ . Depois de um processo de quantização, as amostras dos mesmos blocos a serem transmitidas passam a ser do tipo  $\{s_n^Q; n = 0, 1, \dots, N' - 1\}$ .

O processo de quantização aplicado a um sistema MC consiste em empregar uma função ( $g_Q(s)$ ) apropriada ao tipo de quantização pretendida. Esta função é implementada tanto para a componente em fase como para a componente em quadratura do sinal de entrada, e vai ser

realizada pelo quantizador da componente correspondente (ver figura 3.2). Este processo pode ser traduzido analiticamente por

$$s_n^Q = g_{Q1}(Re\{s_n\}) + jg_{Q1}(Im\{s_n\}), \quad (4.1)$$

onde a função  $g_{Q1}(\cdot)$  corresponde à função de quantização pretendida na obtenção do sinal quantizado ( $s_n^Q$ ). Na figura 4.2 pode ser observado o diagrama de blocos de um sistema MC, com o processo de quantização das duas componentes do sinal realizado através das funções  $g_{Qi}(\cdot)$ .

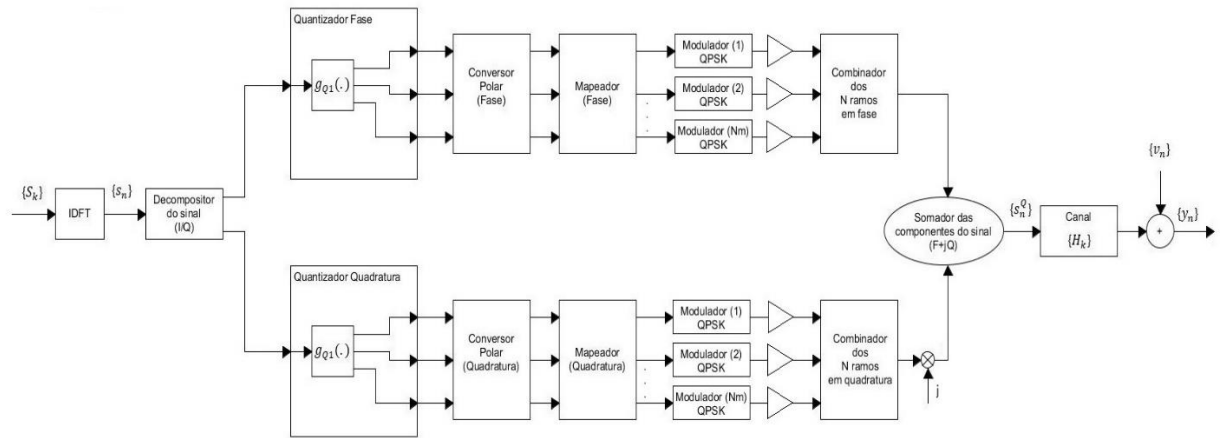


FIGURA 4.2 - DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM SISTEMA MC COM QUANTIZAÇÃO

No caso de não existir quantização, as amostras recebidas no domínio do tempo são  $\{y_n; n = 0, 1, \dots, N' - 1\} = \text{IDFT}\{Y_k; k = 0, 1, \dots, N' - 1\}$ , pelo que os símbolos recebidos através da  $k$  - ésima sub-portadora são descritos por

$$Y_k = H_k S_k + N_k. \quad (4.2)$$

Caso exista quantização do sinal, as amostras a serem transmitidas passam a ser do tipo  $\{S_k^Q; k = 0, 1, \dots, N' - 1\} = \text{DFT}\{s_n^Q; n = 0, 1, \dots, N' - 1\}$ , sendo que neste caso os símbolos recebidos através da  $k$  - ésima sub-portadora passam a ser do tipo

$$Y_k = H_k S_k^Q + N_k, \quad (4.3)$$

em que  $H_k$  e  $N_k$  correspondem, respetivamente, à resposta na frequência do canal associada à sub-portadora de ordem  $k$  e ao ruído associado. Visto que  $g_{Q1}(\cdot)$  define a quantização pretendida sobre as envolventes da componente em fase e em quadratura do sinal, pode-se assumir que a mesma seja descrita por

$$g_{quant}(x) = \pm m(x) 2^{-e(x)} S_M, \quad (4.5)$$

sendo que  $s_M$  corresponde ao máximo da envolvente, e onde  $m(x)$  e  $e(x)$  têm  $N_m$  e  $N_e$  bits, respetivamente.

Relativamente à quantização, falta dizer que esta pode ser realizada de duas formas, sendo que a diferença entre as mesmas consiste na sua característica, podendo esta ser uniforme ( $N_e = 0$  e  $e(x) = 0$ ) ou não uniforme ( $N_e \neq 0$  e  $e(x) \neq 0$ ). Num processo de quantização uniforme, os intervalos de quantização que vão definir os valores quantizados pertencem a intervalos iguais entre si, enquanto que na quantização não uniforme estes intervalos aumentam gradualmente, como se pode ver pela figura 4.3. No presente trabalho restringe-se a análise do comportamento da amplificação linear quantizada ao caso em que é adoptado um quantizador uniforme, isto é  $N_e = 0$ .

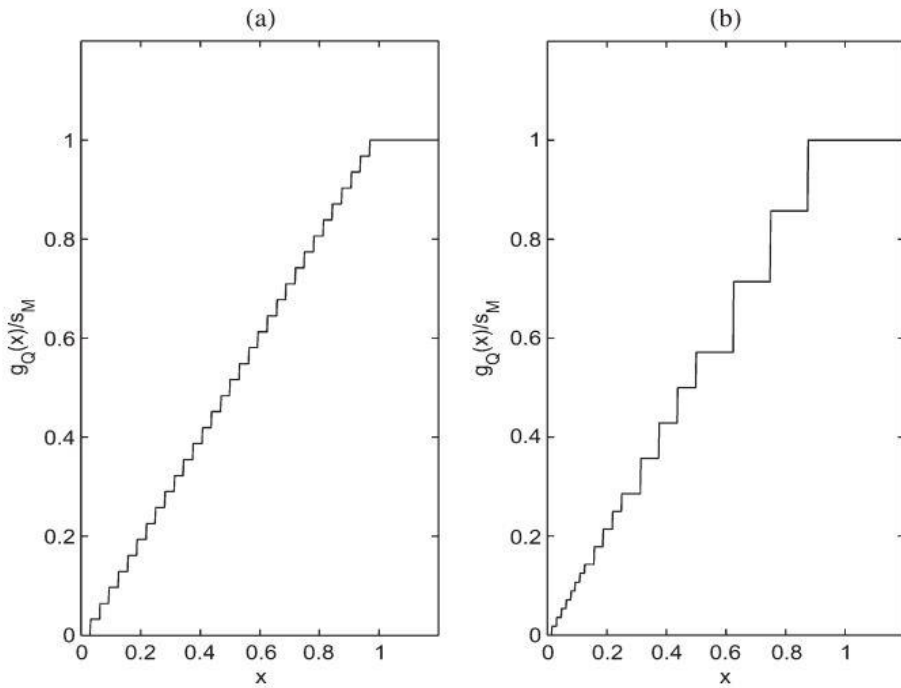


FIGURA 4.3 - (A) QUANTIZAÇÃO UNIFORME / (B) QUANTIZAÇÃO NÃO UNIFORME [18]

## 4.2 CARACTERIZAÇÃO ESTATÍSTICA DOS SINAIS

Já se referiu que quando o número de sub-portadoras é elevado, isto é ( $N \gg 1$ ), os coeficientes no domínio do tempo da envolvente complexa ( $s_n$ ), podem ser aproximadamente considerados como amostras de um processo Gaussiano complexo, de média igual a zero [18].

Se  $E[S_k S_{k'}^*] = G_{S,k} \delta_{k,k'}$ , então  $E[s_n] = 0$  e a auto correlação das amostras no domínio do tempo  $s_n$  é descrita por

$$E[s_n s_{n'}^*] = R_{s,n-n'} = \frac{1}{(N')^2} \sum_{k=0}^{N'-1} G_{s,k} e^{j2\pi \frac{k(n-n')}{N'}}, \quad (4.6)$$

com  $n, n' = 0, 1, \dots, N' - 1$ , com  $\{R_{s,n}; n = 0, 1, \dots, N' - 1\} = \frac{1}{N'} \text{IDFT}\{G_{s,k}; k = 0, 1, \dots, N' - 1\}$ .

A variância de  $\text{Re}\{s_n\}$  e  $\text{Im}\{s_n\}$  é dada por

$$\sigma^2 = \frac{1}{2} E[|s_n|^2] = \frac{1}{2} R_{s,n} = \frac{1}{2(N')^2} \sum_{k=0}^{N'-1} G_{s,k}. \quad (4.7)$$

A caracterização estatística dos blocos OFDM transmitidos pode ser feita tendo por base o comportamento aproximadamente Gaussiano das amostras no domínio do tempo ( $s_n$ ). O sinal obtido na saída de um dispositivo não linear e sem memória, tendo este como entrada um sinal Gaussiano, pode ser descrito como a soma de dois componentes não correlacionados, sendo um deles a componente útil e proporcional à entrada, e o outro correspondente a auto interferência. Visto que as componentes real e imaginária do sinal vão ser a entrada dos respetivos quantizadores, e que estas são submetidas a não linearidades, a saída pode ser descrita no domínio do tempo por

$$s_n^Q = \alpha^{Q1} s_n + d_n^{Q1}, \quad (4.8)$$

e no domínio da frequência por

$$S_k^Q = \alpha^{Q1} S_k + D_k^{Q1}, \quad (4.9)$$

onde  $E[s_n d_n^{Q1}] = 0$  e  $\alpha^{Q1}$  é dado por

$$\alpha^{Q1} = \frac{E[x g_{Q1}(x)]}{E[x^2]} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^3} \int_{-\infty}^{+\infty} x g_{Q1}(x) e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx. \quad (4.10)$$

A potência média do componente útil corresponde a  $S^{Q1} = |\alpha^{Q1}|^2 \sigma^2$ , e a potência média do componente de auto interferência corresponde a  $I^{Q1} = P_{out}^{Q1} - S^{Q1}$ , onde  $P_{out}^{Q1}$  é a potência média do sinal na saída do dispositivo não linear, que pode ser descrita por

$$P_{out}^{Q1} = E[g_{Q1}^2(x)] = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\infty}^{+\infty} x g_{Q1}^2(x) e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx. \quad (4.11)$$

A auto correlação das amostras obtidas à saída do dispositivo não linear pode ser expressa em função das amostras de auto correlação de entrada. Esta função, que traduz a potência total associada ao IMP (Intermodulation Product) de ordem  $2\gamma + 1$ , pode ser descrita por

$$R_{s,n-n'}^Q = 2 \sum_{\gamma=0}^{+\infty} P_{2\gamma+1}^{Q1} \frac{(\text{Re}\{R_{s,n-n'}\})^{2\gamma+1} + j(\text{Im}\{R_{s,n-n'}\})^{2\gamma+1}}{(R_{s,0})^{2\gamma+1}}, \quad (4.12)$$

A equação (4.11) verifica-se, desde que a auto correlação das amostras depois de quantizadas seja dada por

$$R_{d,n-n'}^Q = E[d_n^{Q1} d_{n'}^{Q1*}] = 2 \sum_{\gamma=0}^{+\infty} P_{2\gamma+1}^{Q1} \frac{(Re\{R_{s,n-n'}\})^{2\gamma+1} + j(Im\{R_{s,n-n'}\})^{2\gamma+1}}{(R_{s,0})^{2\gamma+1}}. \quad (4.13)$$

De (4.8), resulta que o bloco no domínio da frequência  $\{S_k^Q; K = 0, 1, \dots, N' - 1\} = DFT\{s_n^Q; n = 0, 1, \dots, N' - 1\}$  pode ser decomposto em componentes de auto interferência úteis, ou seja,  $S_k^Q = \alpha^{Q1} S_k + D_k^{Q1}$ , onde  $\{D_k^{Q1}; k = 0, 1, \dots, N' - 1\}$  corresponde à transformada DFT de  $\{d_n^{Q1}; n = 0, 1, \dots, N' - 1\}$ . Desde que a função de quantização seja uma função ímpar de  $x$ , pode-se dizer que

$$E[D_k^{Q1} D_{k'}^{Q1*}] = \sum_{n=0}^{N'-1} \sum_{n'=0}^{N'-1} E[d_n^{Q1} d_{n'}^{Q1*}] e^{-j2\pi \frac{kn-k'n'}{N'}} = N' G_{D,k}^{Q1} \delta_{k,k'}, (k, k' = 0, 1, \dots, N' - 1) \quad (4.14)$$

onde  $\{G_{D,k}^{Q1}; k = 0, 1, \dots, N' - 1\}$  corresponde à transformada DFT do bloco  $\{R_{d,n}^{Q1}; n = 0, 1, \dots, N' - 1\}$ , o que significa que a auto interferência dos componentes associados a diferentes sub-portadoras não estão correlacionados.

Na transmissão de um sinal MC, o canal pelo qual se faz a transmissão pode ser dispersivo no tempo, adicionando ruído ao sistema. As amostras de ruído no domínio do tempo, devidas à dispersividade do canal, são representadas por  $v_n$ . Desta forma, o sinal quantizado e enviado no domínio do tempo, através de um canal  $h_n$  pode ser descrito por

$$y_n = S_n^Q * C + v_n = (\alpha^{Q1} s_n + d_n^{Q1}) * h_n + v_n = \sum_{n'=0}^{N'-1} (\alpha^{Q1} s_{n-n'} + d_{n-n'}^{Q1}) h_{n'} + v_n, \quad (4.15)$$

onde a resposta impulsiva do canal  $h_n$  corresponde a  $\{h_n; n = 0, 1, \dots, N' - 1\} = IDFT\{H_k; k = 0, 1, \dots, N' - 1\}$ .

Convém salientar que a partir do momento em que a auto interferência do componente  $d_n^{Q1}$  deixa de ter distribuição Gaussiana  $y_n$  deixa também ter uma distribuição Gaussiana. Contudo, se  $h_n$  tiver um elevado número de termos não nulos, devido ao elevado número de componentes multi-percurso (como é o caso dos canais dispersivos no tempo), as amostras de  $y_n$  podem ainda ter uma distribuição aproximadamente gaussiana de média nula. Neste caso, a auto correlação é descrita por

$$E[y_n y_{n'}^*] = R_{y,n-n'}, \text{ onde } \{R_{y,n-n'}; n = 0, 1, \dots, N' - 1\} = \frac{1}{N'} IDFT\{G_{Y,k}; k = 0, 1, \dots, N' - 1\} \quad (4.16)$$

em que

$$G_{Y,k} = E[|Y_k|^2] = |H_k|^2 G_{S,k}^Q + E[|N_k|^2]. \quad (4.17)$$

Logo, pode-se afirmar que as amostras quantizadas do sinal transmitido no domínio do tempo podem ser decompostas em componentes de auto interferência uteis e não correlacionados. Tendo em conta (4.3) e (4.9), as amostras recebidas do sinal transmitido no domínio do tempo podem ser dadas por

$$Y_k^Q = \alpha^{Q1} H_k S_k + H_k D_k^{Q1}. \quad (4.18)$$

Desta forma, torna-se possível o cálculo do  $ESNR_k$  (*Equivalent Signal – to – Noise plus Self – Interference Ratio*), ou seja, neste caso o valor de  $ESNR$  para a  $k$  – ésima sub-portadora, de forma a calcular e averiguar a qualidade da transmissão. Este cálculo é feito através da expressão definida por

$$ESNR_k = \frac{|\alpha^{Q1} H_k|^2 E[|S_k|^2]}{|H_k|^2 E[|D_k^{Q1}|^2] + E[|N_k|^2]}. \quad (4.19)$$

Quando o número de sub-portadoras é suficientemente elevado, pode-se assumir que as amostras no domínio do tempo têm uma distribuição aproximadamente Gaussiana. Assim, pode-se afirmar que o método descrito em [18] é bastante preciso e que, para um elevado número de sub-portadoras, o termo de auto interferência no domínio da frequência  $D_k^{Q1}$  obedece a uma distribuição aproximadamente Gaussiana, apesar de não o ser Gaussiano no domínio do tempo.

### 4.3 DESEMPENHO DA QUANTIZAÇÃO

O impacto do nível de saturação  $s_M$  ou do nível de saturação normalizado ( $s_M/\sigma$ ) é avaliado através do  $SIR$  (*Signal – to – Interference Ratio*) [18] dos sinais transmitidos ( $SIR_{TX}$ ), sendo este definido para  $k$  – ésima sub-portadora pela expressão

$$SIR_k = \frac{|\alpha^{Q1}|^2 E[|S_k|^2]}{E[|D_k^{Q1}|^2]}. \quad (4.20)$$

Convém salientar que se o nível de saturação corresponder ao máximo da envolvente, está perante uma situação sem clipping. O clipping pode ser implementado limitando o nível de saturação  $s_M$  (note-se que  $s_M$  representará o nível máximo da envolvente após o clipping). Através do  $SIR$ , torna-se possível avaliar o impacto da quantização na transmissão de sinais MC, bem como o impacto do nível de saturação directamente ligado ao ruído de quantização. No caso de ser utilizado um quantizador uniforme (ou seja, com  $N_e = 0$ ), quando a envolvente complexa do sinal MC está referida à frequência central do espectro, ou seja, quando  $\Delta N = 0$ , e para um fator de sobre amostragem  $M_{TX} = 1$ , existe um valor ótimo de  $s_M/\sigma$  (obviamente que este valor aumenta consoante se incrementa o número de bits de quantização do quantizador). Para valores baixos de  $s_M/\sigma$ , o ruído de quantização é consequência dos efeitos de saturação



dos dispositivos não lineares, enquanto que para elevados valores de  $s_M/\sigma$ , os efeitos de quantização tornam-se quase nulos. O desempenho do *SIR* depende também do fator de sobre amostragem ( $M_{TX}$ ), visto que quando este é aumentado também o desempenho do *SIR* aumenta, especialmente para o caso de valores de  $s_M/\sigma$  moderados ou elevados. Assume-se desde já que o fator de amostragem escolhido corresponde ao valor ótimo para o sinal em questão. De salientar que, de acordo com [18], a performance de um quantizador não linear é semelhante (ou melhor) à de um quantizador não uniforme, mas a análise do método de amplificação com este quantizador está fora do âmbito desta tese (contudo a aplicação deste tipo de quantizador na estrutura de amplificação é imediata).

Na figura 4.4 é possível observar o desempenho do *SIR* obtido para o método de amplificação linear quantizada de um sinal OFDM com símbolos QPSK em cada portadora, e um quantizador uniforme com 8, 16, 32, 64, 128 256 e 512 níveis de quantização.

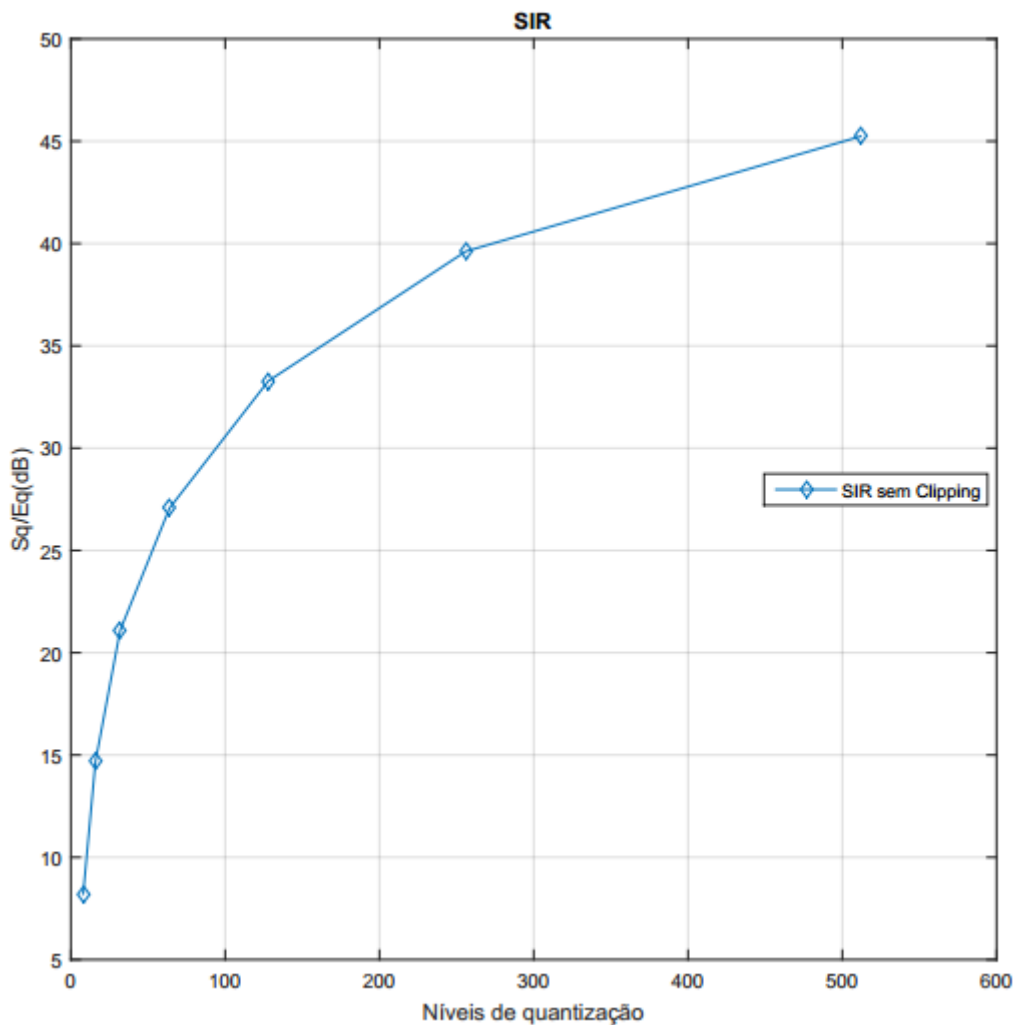


FIGURA 4.4 - SIR PARA O SINAL QUANTIZADO SEM CLIPPING

Na figura anterior pode ser observado que a *SIR* aumenta até um patamar de aproximadamente 45 dB, para 512 níveis de quantização, o que corresponde a um quantizador de 9 bits de

quantização. Neste caso, o impacto da quantização na degradação do desempenho do sistema é praticamente nulo. Dados os valores elevados da SIR acima de 32 níveis de quantização, é de antever um baixo impacto no desempenho quando o número de níveis considerado é superior ou igual a 32.

O impacto da quantização também pode ser analisado através da comparação da BER do sinal quantizado em relação ao sinal inicial. Para este efeito, é considerado um sistema de transmissão OFDM, em que o andar de amplificação é baseado no método aqui proposto. Considera-se um receptor OFDM ótimo, com sincronização no tempo e na frequência perfeitas. No caso em que o canal não é AWGN, admite-se que a estimação da resposta em frequência do canal é perfeita (convém salientar que o canal de Rayleigh considerado é selectivo na frequência). A cada sub-portadora é aplicada por uma modulação QPSK, com os bits transmitidos a serem gerados aleatoriamente para cada bloco. Admite-se ainda que os ramos de amplificação no emissor não apresentam desequilíbrios de fase ou de ganho. Para ver o impacto do erro de quantização na BER são considerados diferentes números de níveis de quantização (como se verá dos resultados, quanto maior for o número de níveis de quantização, menor será o erro que se está a cometer ao quantizar o sinal e menor será o impacto na BER face ao caso não quantizado). Os resultados foram obtidos por meio de simulações de Monte-Carlo em Matlab, para diferentes valores da relação sinal ruído  $E_b/N_0$ . De forma a garantir a significância estatística dos resultados, foram considerados pelo menos 100 acontecimentos de erro para cada resultado. Nas figuras 4.5, 4.6 e 4.7 podem-se observar os efeitos da variação dos níveis de quantização na BER do sinal quantizado, para um canal AWGN, tendo como referência a BER do sinal não quantizado.

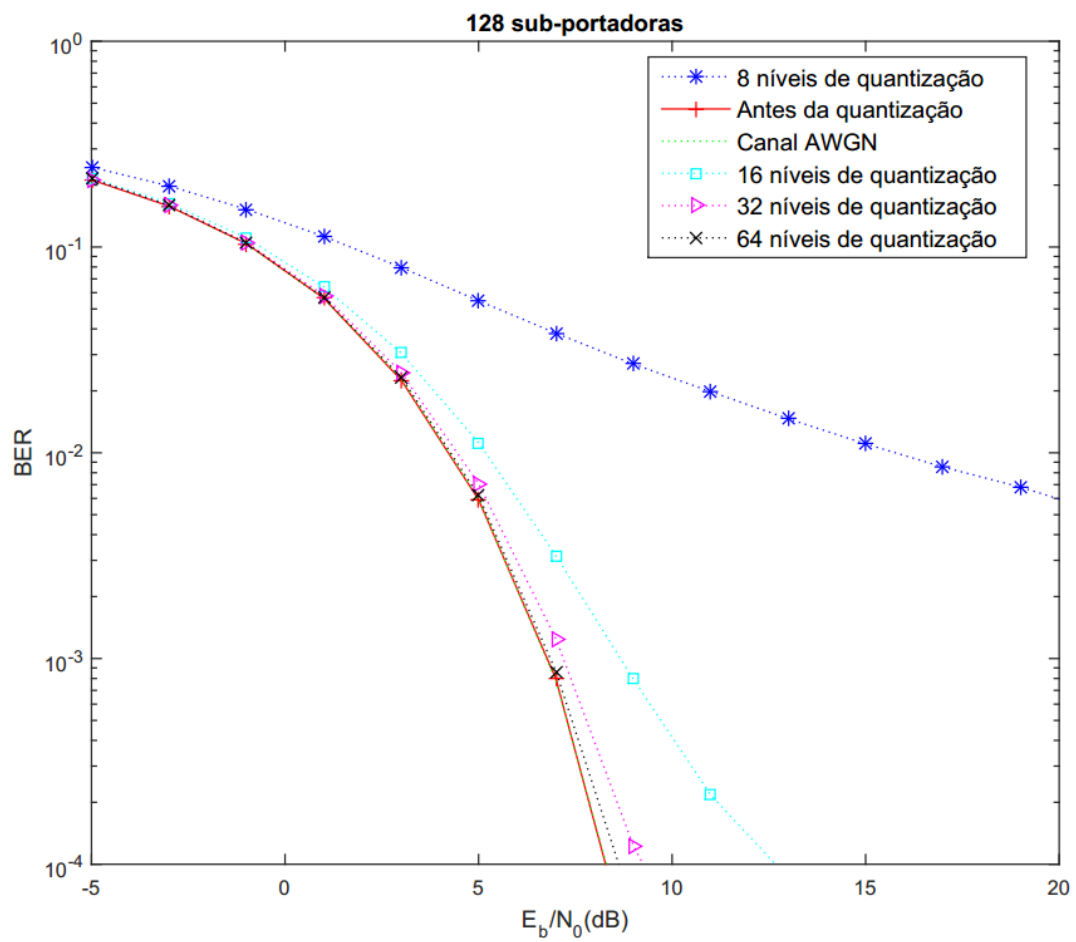


FIGURA 4.5 - BER PARA UM CANAL AWGN COM 128 SUB-PORTADORAS

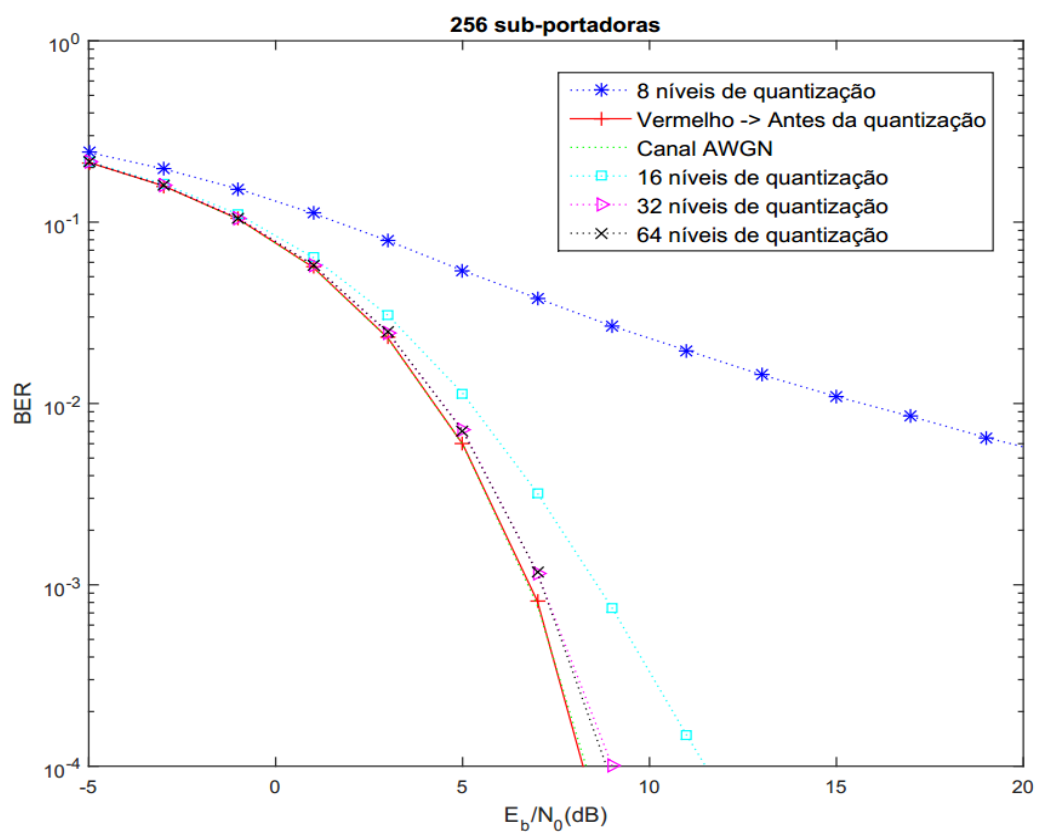


FIGURA 4.6 - BER PARA UM CANAL AWGN COM 256 SUB-PORTADORAS

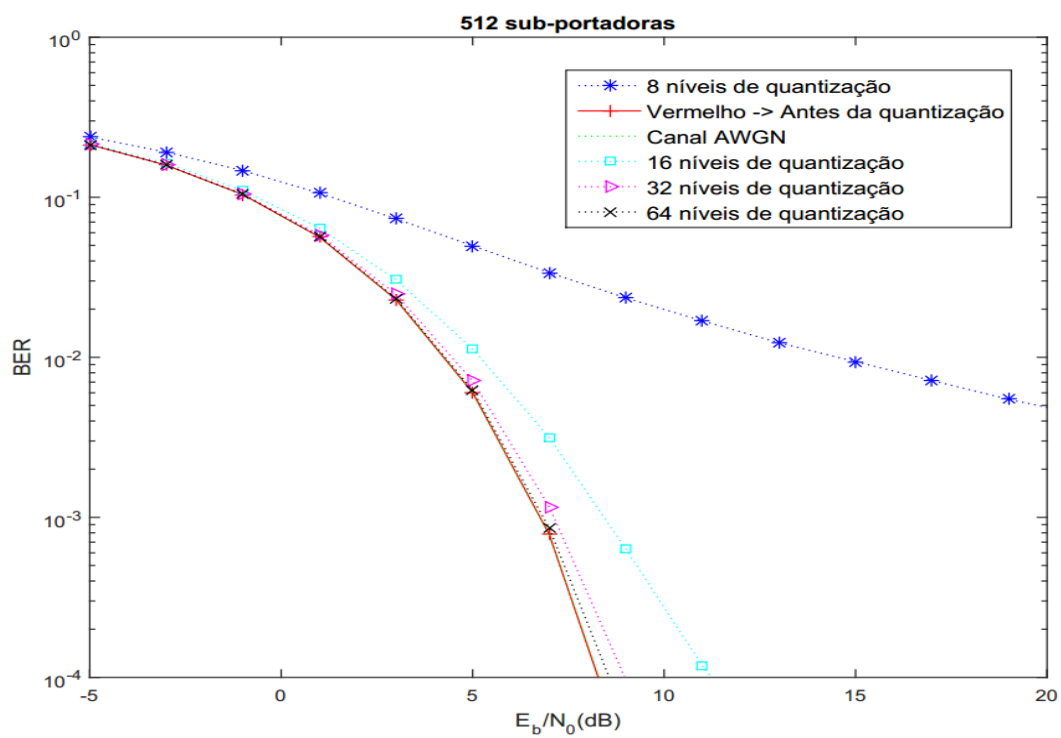


FIGURA 4.7 - BER PARA UM CANAL AWGN COM 512 SUB-PORTADORAS

Nas três figuras pode-se observar que para 8 e 16 níveis de quantização existe uma degradação considerável na BER, mas a partir de 32 níveis de quantização essa mesma degradação passa a ser praticamente irrelevante em relação ao sinal original. Este comportamento, é igualmente justificado pela evolução da SIR com o número de níveis de quantização, uma vez que para 32 ou mais níveis a SIR apresenta valores acima dos 22 dB.

A mesma análise pode ser feita para um canal Rayleigh, como se pode verificar nas figuras 4.8, 4.9 e 4.10.

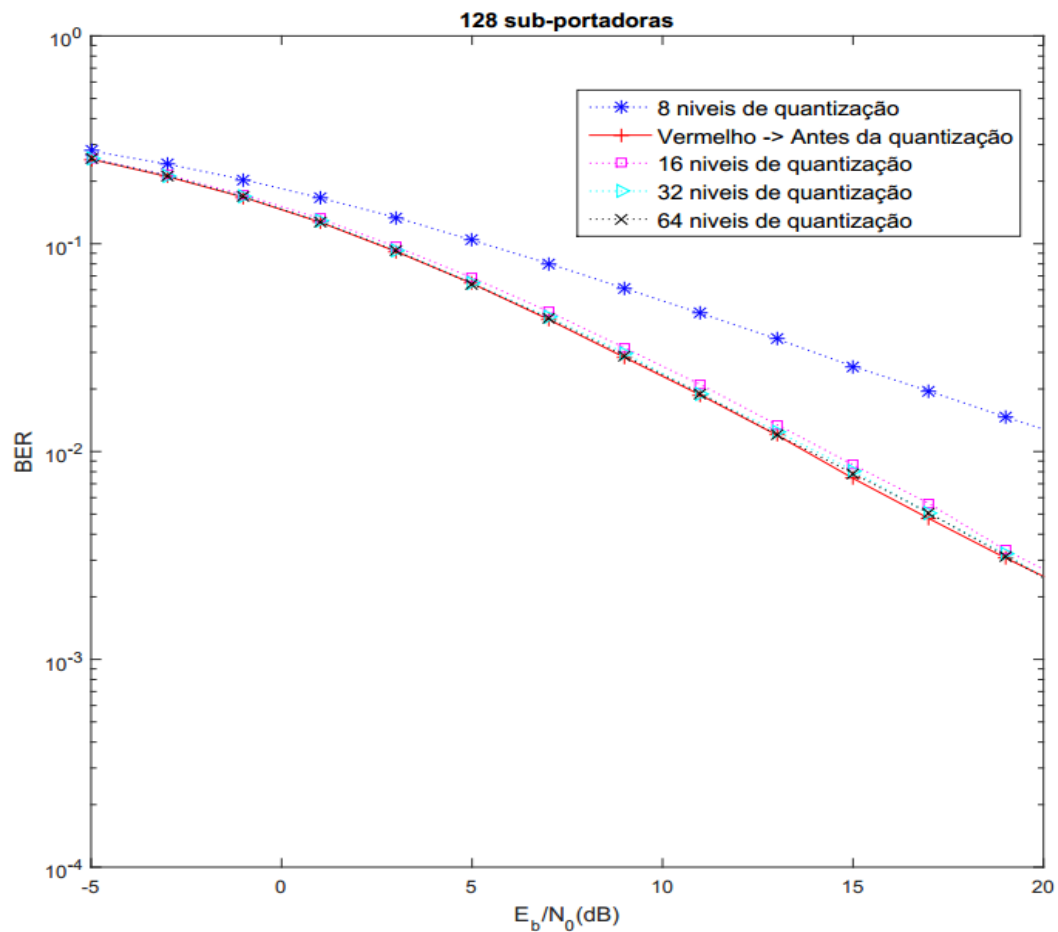


FIGURA 4.8 - BER PARA UM CANAL RAYLEIGH COM 128 SUB-PORTADORAS

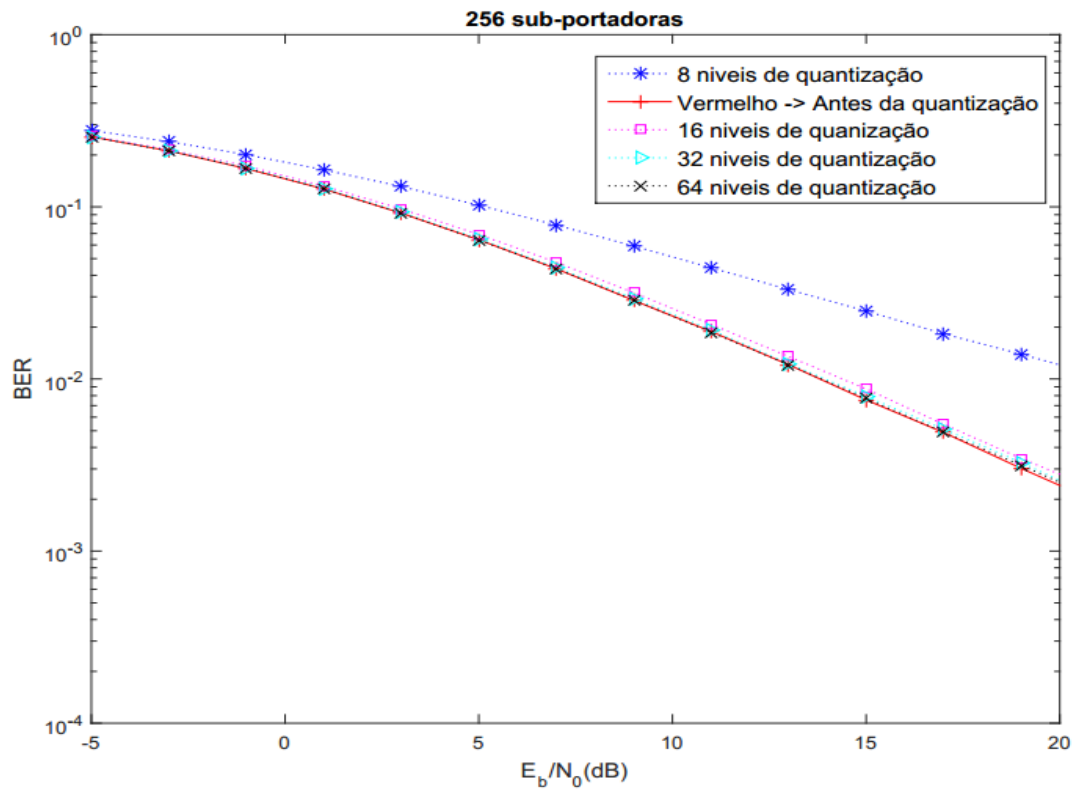


FIGURA 4.9 - BER PARA UM CANAL RAYLEIGH COM 256 SUB-PORTADORAS

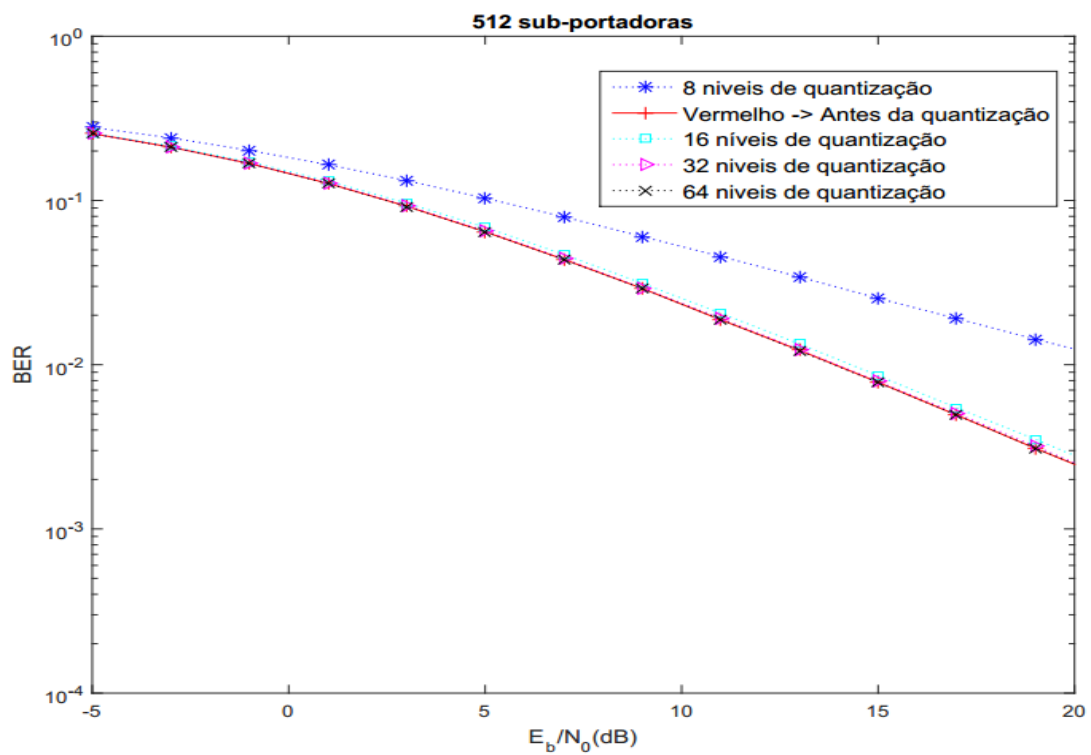


FIGURA 4.10 - BER PARA UM CANAL RAYLEIGH COM 512 SUB-PORTADORAS

Das figuras anteriores, pode-se concluir que se o número de níveis de quantização for suficientemente elevado, o ruído de quantização passa a ser irrelevante. A importância do número de sub-portadoras na quantização está diretamente ligada com a variação da gama dinâmica das componentes de fase e quadratura do sinal. Como se viu no capítulo 3, a relação entre o número de sub-portadoras e o valor da gama dinâmica pode ser dada por

$$-\sqrt{2N} \leq \text{Re}\{s_n\} \leq \sqrt{2N} \quad (4.21)$$

$$-\sqrt{2N} \leq \text{Im}\{s_n\} \leq \sqrt{2N}. \quad (4.22)$$

Consequentemente, o número de níveis de quantização pode ser determinado a partir de uma relação entre o número de sub-portadoras e o intervalo de quantização pretendido. Assim, o número de níveis de quantização pode ser dado por

$$N_q = 2 \left\lceil \frac{\sqrt{2N}}{\Delta} \right\rceil, \quad (4.23)$$

onde  $N$  corresponde ao número de sub-portadoras,  $\Delta$  corresponde ao intervalo de quantização (podendo este ser ajustado de acordo com o valor pretendido) e  $\lceil \cdot \rceil$  corresponde a uma função que arredonda por excesso o resultado obtido pelo quociente dentro da mesma [20].

Além de uma quantização simples, como é o caso da referida neste capítulo, também é possível aplicar uma quantização com clipping. No capítulo 5 será feita a análise do impacto da quantização na presença de clipping.

## 5. IMPACTO DO ERRO DE QUANTIZAÇÃO COM CLIPPING

Neste capítulo, é analisado o impacto de um clipping no processo de quantização da envolvente do sinal. Como já foi referido no capítulo 2, o clipping consiste no corte ou compressão do sinal inicial, consoante se trata de hard clipping ou soft clipping, respetivamente. O tipo de clipping adotado é soft clipping, tendo como critério a probabilidade da envolvente não exceder o valor ao qual é feito o clipping. Por conseguinte começa-se por caracterizar estatisticamente o clipping na secção 5.1. Na secção 5.2 é realizada uma análise do desempenho do método de amplificação proposto no capítulo anterior na presença de clipping e respetiva influência dos níveis de quantização no desempenho do sistema. Na secção 5.3 é realizada a comparação dos resultados obtidos com o caso em que o clipping é inexistente.

### 5.1 CARACTERIZAÇÃO ESTATÍSTICA DO CLIPPING

O valor da gama dinâmica do sinal depende do número de sub-portadoras, sendo esta tanto maior quanto maior for o número de sub-portadoras. De acordo com [20], os limites da gama dinâmica correspondem a  $\pm\sqrt{2N}$ , em que  $N$  representa o número de sub-portadoras. Assim, pode ser calculado um valor de clipping  $C \leq \sqrt{2N}$ , a partir do qual a probabilidade da envolvente o exceder é muito próxima de zero. Esta probabilidade é dada pela função FDP descrita em (3.4), e pode descrita como

$$P\{|Re(s_n)| \leq C\} \rightarrow 1.0$$

$e$

(5.1)

$$P\{|Im(s_n)| \leq C\} \rightarrow 1.0 .$$

Desta forma, deixa de ser necessário o recurso a tantos níveis de quantização, quer para a componente de fase quer para a componente em quadratura do sinal, visto que

$$|Re(s_n)| \in [C, \sqrt{2N}]$$

$e$

(5.2)

$$|Im(s_n)| \in [C, \sqrt{2N}].$$

Consequentemente, os níveis de quantização são dados por

$$N_q = 2 \left\lceil \frac{C}{\Delta} \right\rceil.$$
(5.3)

Neste caso, o número de níveis de quantização deixa de ser dependente do número de sub-portadoras, uma vez que a gama dinâmica não aumenta na mesma proporção do número de



sub-portadoras. Este facto garante logo à partida uma baixa complexidade associada aos quantizadores usados no processo de amplificação linear quantizada.

Visto que o processo de clipping é feito com base na probabilidade da envolvente exceder determinado valor, quanto maior for a probabilidade da envolvente exceder o valor de clipping escolhido, menor será a precisão do processo, e maior será o erro de quantização devido ao clipping. Na figura 5.1 podem ser observados os vários desempenhos da BER num canal AWGN, para 512 sub-portadoras e 64 níveis de quantização, para diversas probabilidades da envolvente exceder o nível ao qual é realizado o clipping. Convém salientar que as condições de simulação são similares às referidas no capítulo anterior.

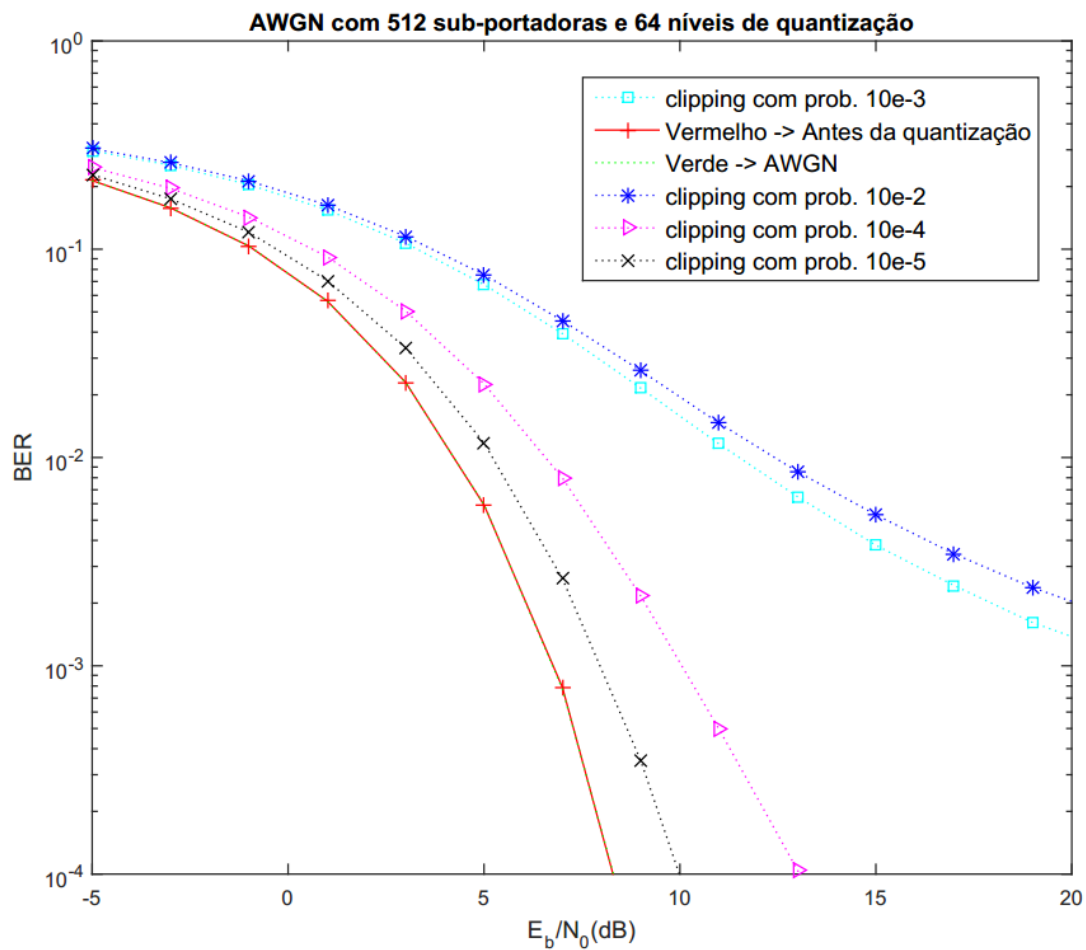


FIGURA 5.1 - BER COM VÁRIOS ÍNDICES DE PROBABILIDADE DE CLIPPING

Na figura 5.1 é possível verificar que para valores de clipping com probabilidades de serem excedidos de  $10^{-2}$  e  $10^{-3}$ , o desempenho da BER é muito similar. Para probabilidades da envolvente exceder o nível de clipping de  $10^{-4}$  e  $10^{-5}$ , o impacto do clipping é menor, o que se traduz num desempenho bastante superior, uma vez que a quantização abrange quase a totalidade da gama dinâmica. Pode-se concluir que quanto menor for a probabilidade da envolvente exceder o nível de clipping, maior será a similaridade com o desempenho do sistema

em que o sinal não é quantizado e menor será o impacto no desempenho da técnica de amplificação.

## 5.2 DESEMPENHO DA QUANTIZAÇÃO COM CLIPPING

Uma vez analisada a caracterização estatística do clipping, consegue-se antever que o mesmo irá fornecer algumas melhorias ao nível do processo de amplificação do sinal. O facto de se limitar a gama dinâmica do sinal até um valor máximo de clipping, permite que a quantização do sinal exija um menor número de níveis de quantização, o que por sua vez possibilita o uso de quantizadores com menor número de bits de quantização. Contudo, é necessário fazer uma análise que avalie o impacto do clipping e do número de níveis usados na quantização.

Na figura 5.2 podem ser observados, comparativamente, os desempenhos do SIR de um processo de quantização uniforme em relação a um processo de quantização também uniforme com clipping, para um número de níveis de quantização entre 8 a 512 e valores de clipping para os quais a probabilidade da envolvente do sinal os exceder é  $10^{-2}$ ,  $10^{-3}$ ,  $10^{-4}$  e  $10^{-5}$ .

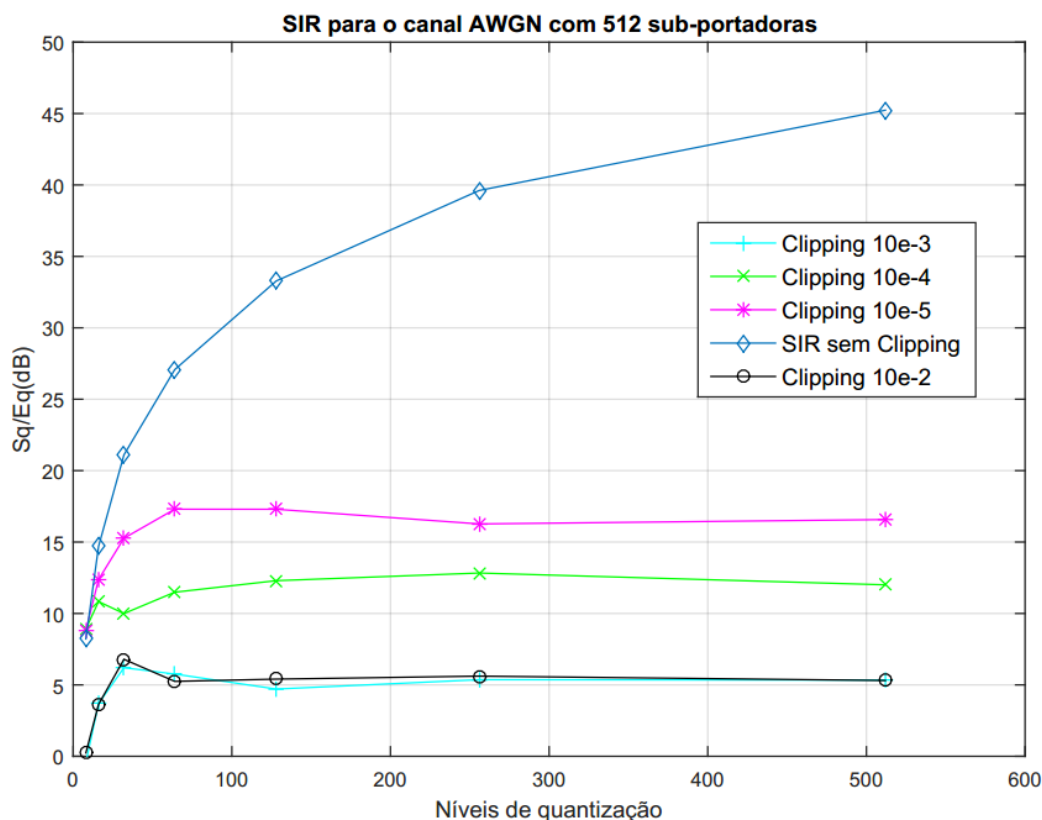


FIGURA 5.2 - COMPARAÇÃO ENTRE DESEMPENHOS DA SIR PARA PROCESSOS DE QUANTIZAÇÃO SIMPLES E QUANTIZAÇÃO COM CLIPPING

Analisando a figura 5.2, pode-se observar que o desempenho do SIR para o processo de quantização simples é bastante superior ao desempenho do processo de quantização com

clipping. Esta diferença nos valores do SIR deve-se ao facto de o erro de quantização ser maior no caso de se aplicar o clipping, uma vez que neste caso, além do erro associado ao processo de quantização normal, existe ainda o erro cometido no clipping, que se reflete num maior erro de quantização. Ainda na figura 5.2, podem também ser observados os diferentes valores de SIR para os vários valores de clipping.

Nas figuras 5.3, 5.4 e 5.5, são apresentados os desempenhos BER obtidos para diferentes números de sub-portadoras e um valor de clipping com uma probabilidade de ser excedido de  $10^{-5}$ , para um canal AWGN.

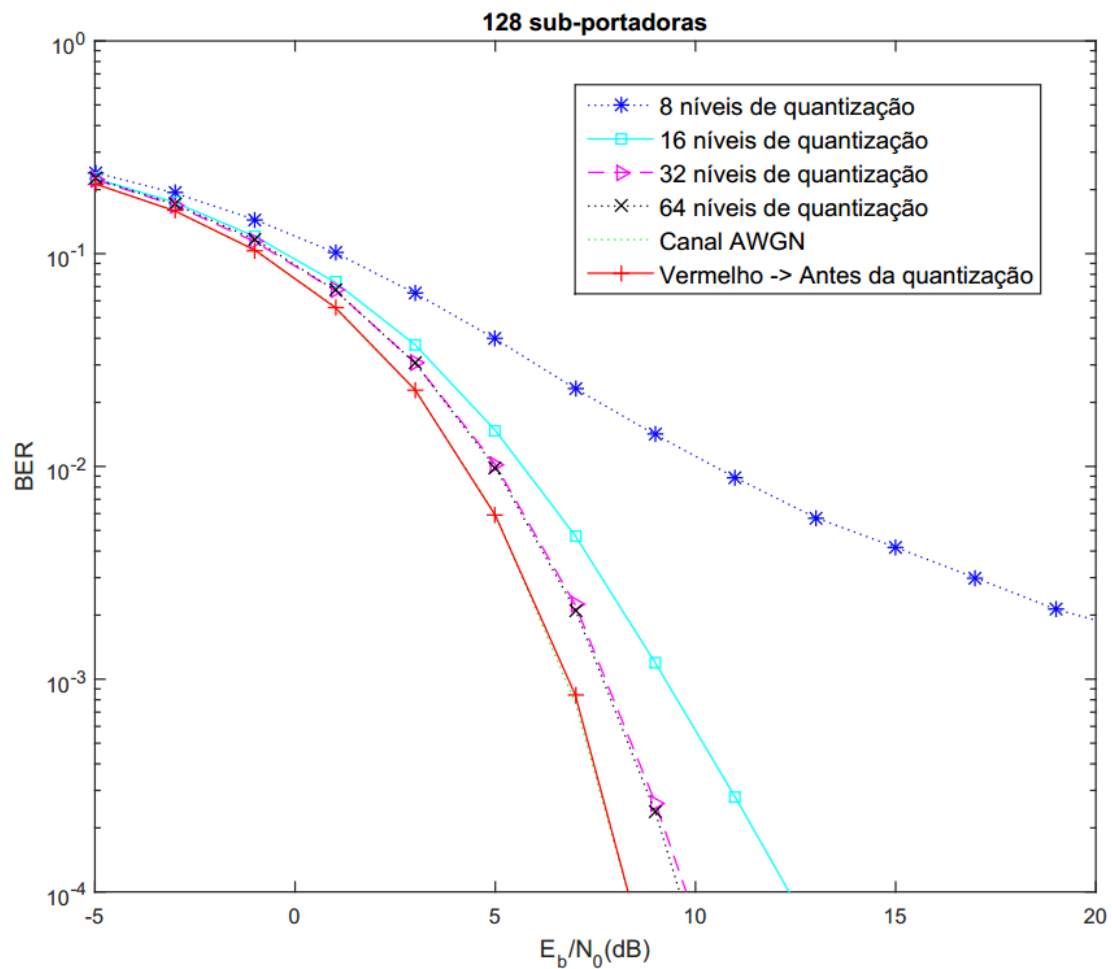


FIGURA 5.3 - BER DO PROCESSO DE QUANTIZAÇÃO COM CLIPPING PARA 128 SUB-PORTADORAS

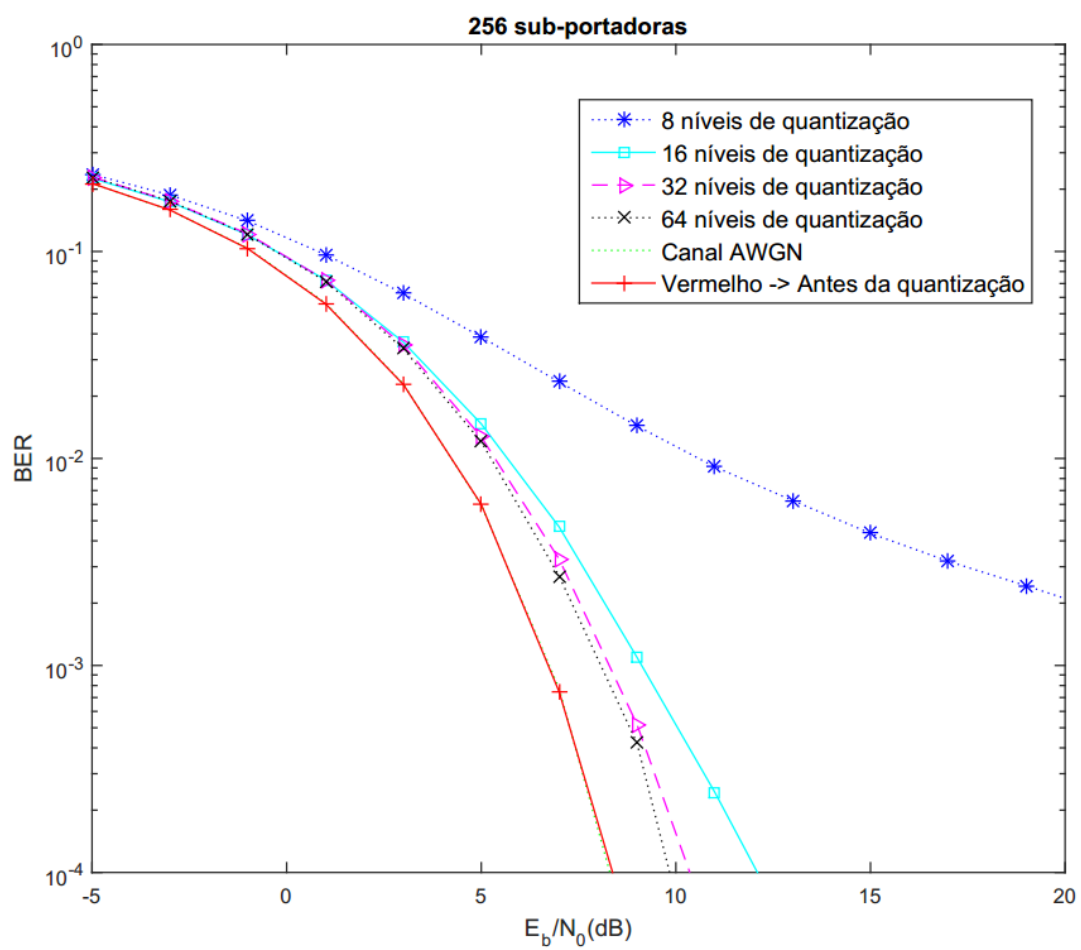


FIGURA 5.4 - BER DO PROCESSO DE QUANTIZAÇÃO COM CLIPPING PARA 256 SUB-PORTADORAS

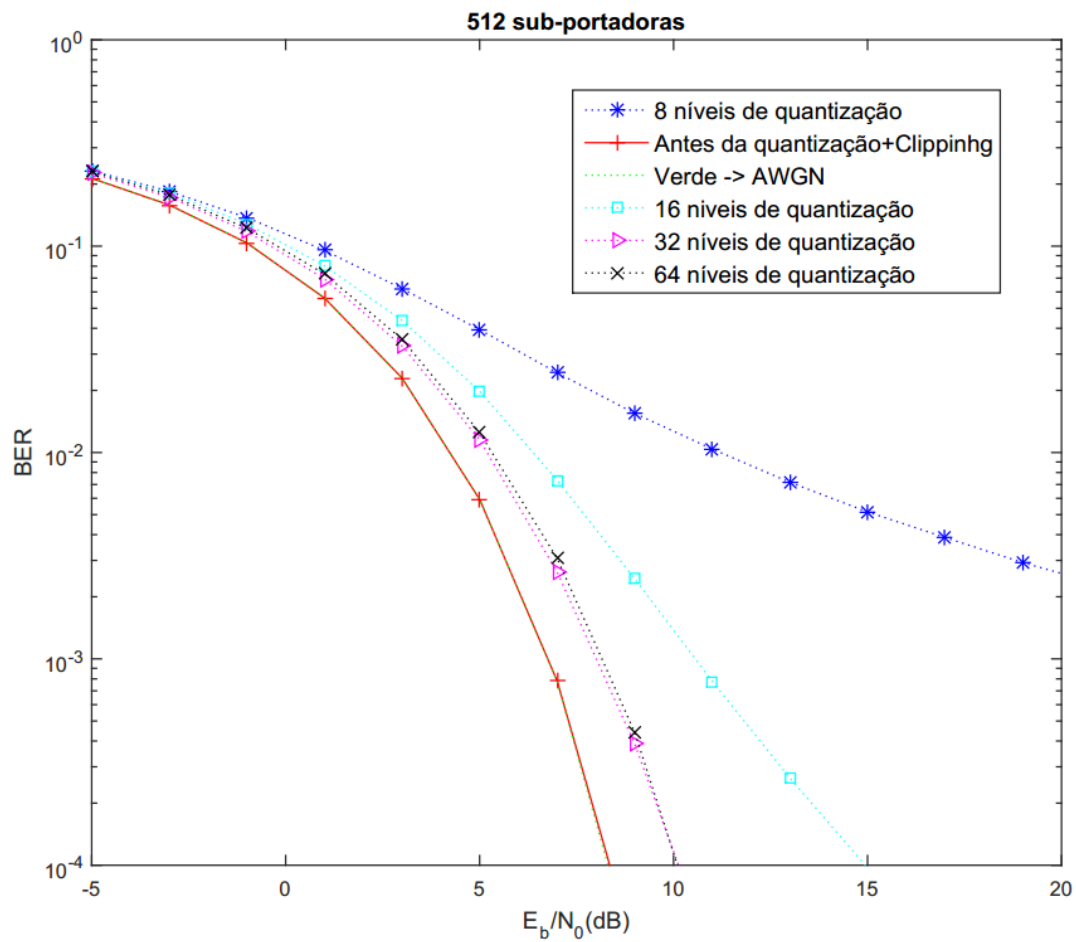


FIGURA 5.5 - BER DO PROCESSO DE QUANTIZAÇÃO COM CLIPPING PARA 512 SUB-PORTADORAS

Das figuras anteriores pode-se concluir que, à semelhança da quantização sem clipping, o sinal quantizado com clipping só apresenta degradações significativas face ao caso sem quantização para 8 e 16 níveis de quantização (mais de 20 dB para 8 níveis e de aproximadamente 7 dB para 16 níveis). A partir de 32 níveis de quantização, essa degradação está abaixo dos 2 dB. Este comportamento é expectável, uma vez que para um número de níveis de quantização abaixo de 32, o valor baixo do  $S/R$  limita o desempenho do sistema. Este comportamento deve-se verificar independentemente do tipo de canal considerado.

Os resultados da BER para canal Rayleigh, são apresentados nas figuras 5.6, 5.7 e 5.8.

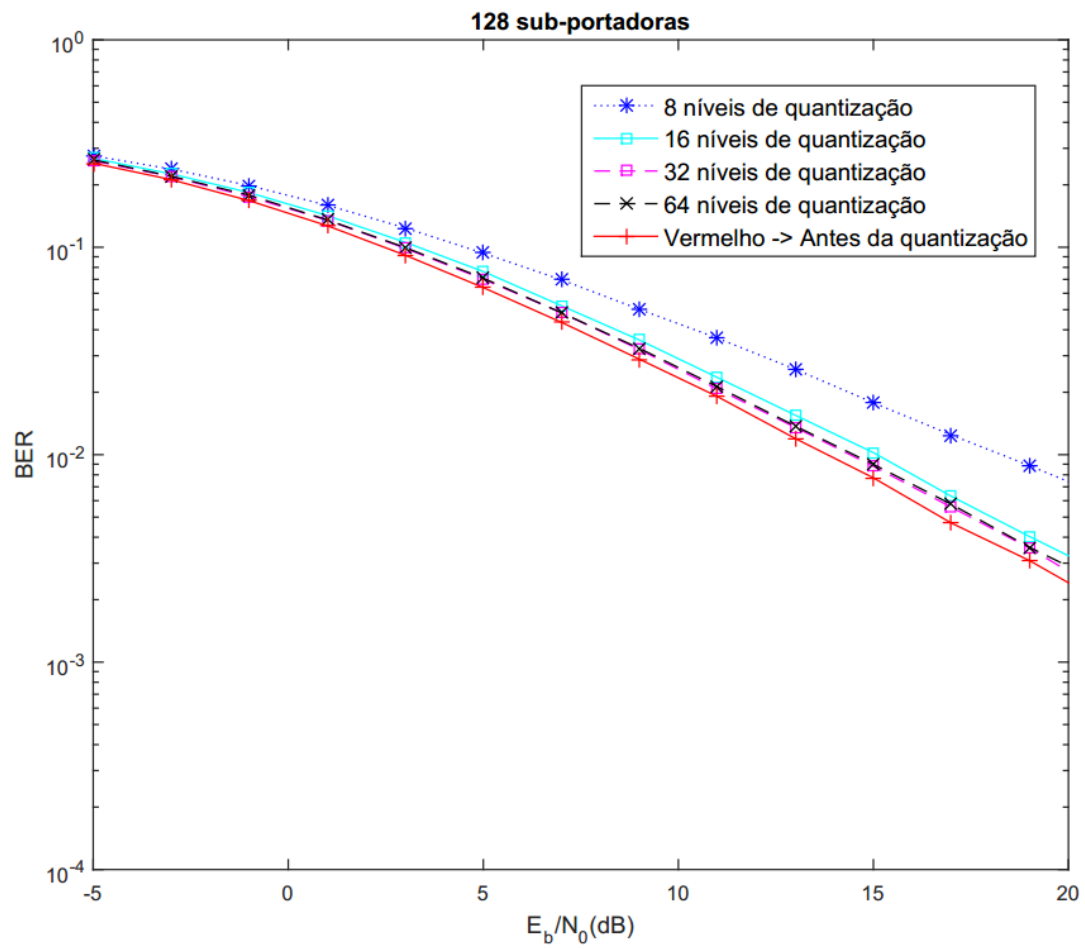


FIGURA 5.6 - BER DO PROCESSO DE QUANTIZAÇÃO COM CLIPPING PARA 128 SUB-PORTADORAS

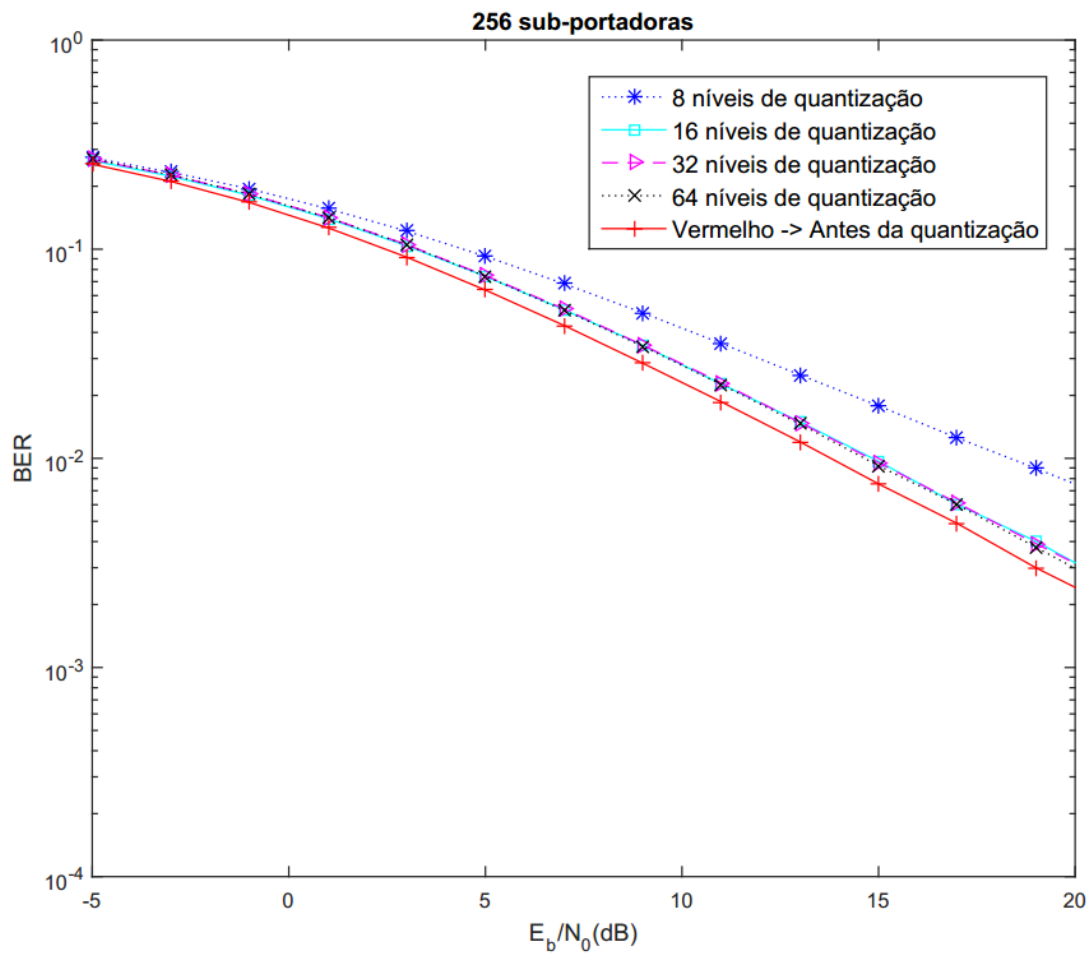


FIGURA 5.7 - BER PARA UM PROCESSO DE QUANTIZAÇÃO COM CLIPPING PARA 256 SUB-PORTADORAS

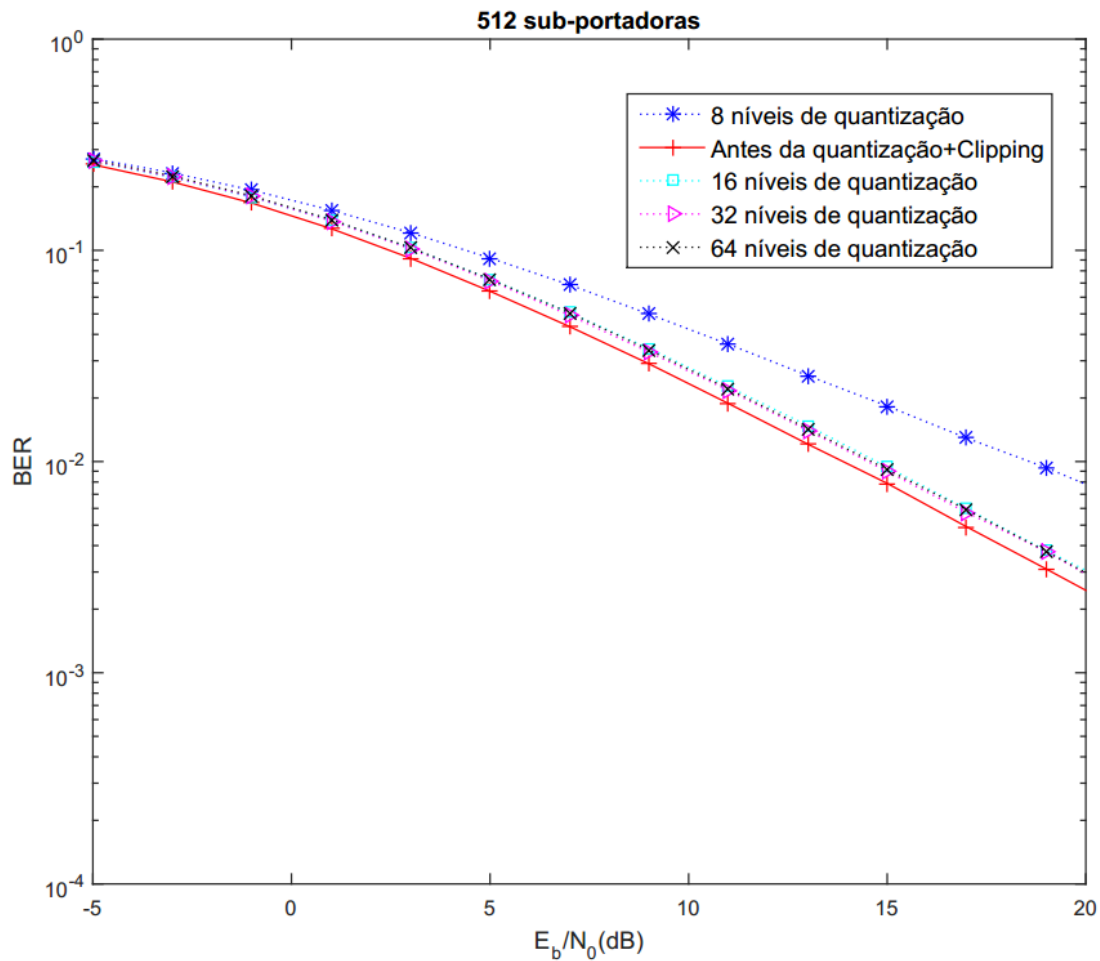


FIGURA 5.8 - BER DE UM PROCESSO DE QUANTIZAÇÃO COM CLIPPING PARA 512 SUB-PORTADORAS

À semelhança da análise dos resultados para o canal AWGN, também se pode concluir que a degradação da BER é desprezável quando o número de níveis de quantização é igual ou superior a 32 níveis.

Dos desempenhos apresentados, pode-se concluir que é necessário haver um equilíbrio entre as vantagens do clipping em relação à redução dos bits de quantização face à degradação que este provoca tanto no desempenho do SIR como no desempenho da BER.

### 5.3 PERFORMANCE DA QUANTIZAÇÃO SIMPLES VS PERFORMANCE DA QUANTIZAÇÃO COM CLIPPING

Para estabelecer um equilíbrio entre as vantagens e desvantagens do clipping aliado à quantização e uma quantização sem clipping, é necessário fazer uma análise comparativa dos processos. Na figura 5.9, é possível observar a diferença do desempenho da quantização simples em relação à quantização com clipping, num canal AWGN, com 512 sub-portadoras e



64 níveis de quantização (notar que se adopta um valor de clipping cuja probabilidade de exceder é de  $10^{-5}$ ).

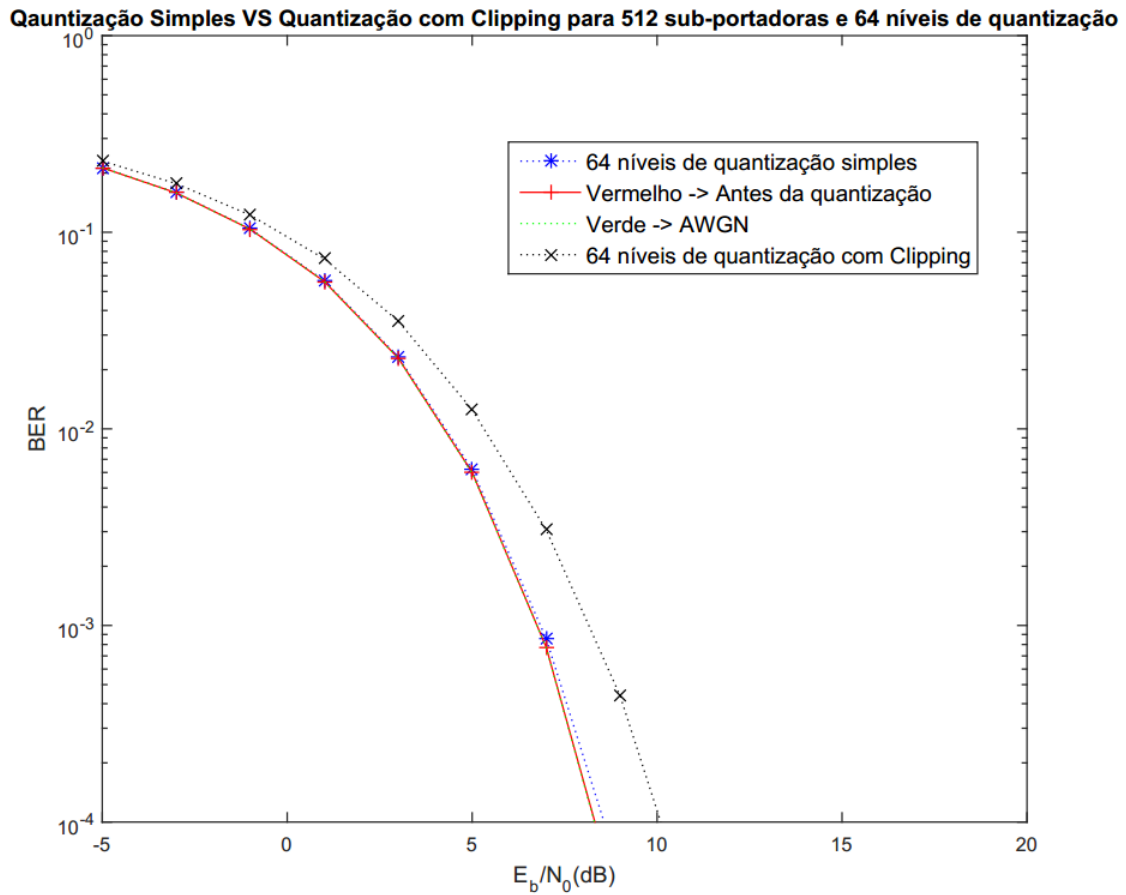


FIGURA 5.9 - QUANTIZAÇÃO SIMPLES VS QUANTIZAÇÃO COM CLIPPING PARA O CANAL AWGN

Na figura 5.10, é possível observar a diferença de desempenho de um processo de quantização simples em relação a um processo de quantização com clipping, de precisão  $10^{-5}$ , também com 512 sub-portadoras e 64 níveis de quantização, mas para um canal Rayleigh.

Quantização Simples VS Quantização com Clipping para 512 sub-portadoras e 64 níveis de quantização

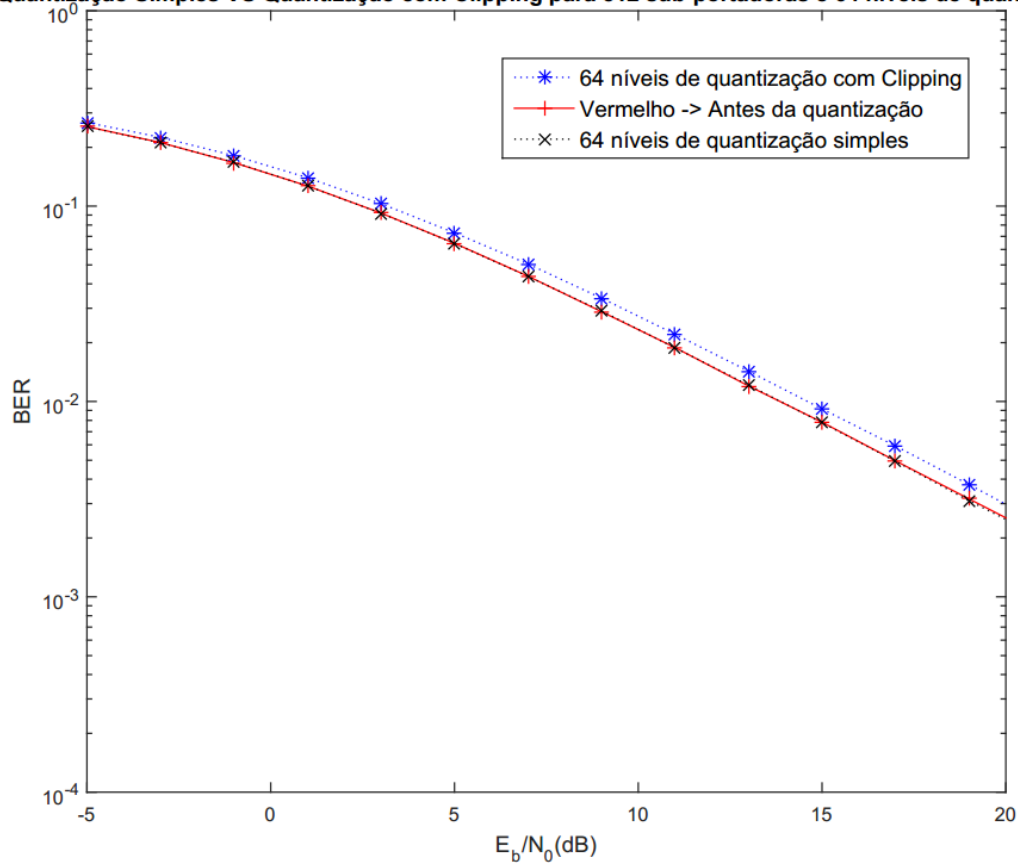


FIGURA 5.10 - QUANTIZAÇÃO SIMPLES VS QUANTIZAÇÃO COM CLIPPING PARA O CANAL RAYLEIGH

Observando as figuras 5.9 e 5.10 pode-se concluir que, para um clipping com um valor cuja probabilidade da envolvente o exceder é 10<sup>-5</sup>, o ruído resultante do processo de quantização com clipping é bastante reduzido, pelo que não tem impacto no desempenho do sistema. Dos resultados das figuras anteriores, pode-se ver que os desempenhos não são praticamente afectados quer em canal AWGN quer no canal Rayleigh (note-se que o canal de Rayleigh considerado trata-se de um canal selectivo na frequência). Desta forma, torna-se possível existir um bom **“trade-off”** entre a degradação do sinal ao nível do SIR e da BER, face à redução do número de níveis de quantização.

## 6. CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO

### 6.1 CONCLUSÕES

Para que se consigam alcançar os ritmos de transmissão de dados desejados no 5G será necessário o recurso a modulações MC. No capítulo 2, foi visto que o OFDM revela-se como a técnica mais eficiente quando comparada com outras, uma vez que apresenta uma maior eficiência espectral e maior simplicidade de equalização, além de uma maior robustez face à possível seletividade do canal. Contudo, o seu valor de PAPR associado às elevadas flutuações da envolvente coloca limitações na eficiência de amplificação. Neste contexto, e ainda no segundo capítulo, foram também apresentadas algumas técnicas de redução da PAPR, caracterizadas por apresentarem algumas limitações no que toca a uma amplificação eficiente por meio de amplificadores não lineares. Da análise das técnicas de redução da PAPR, chegou-se à conclusão que o clipping era a técnica que mais se destacava das outras, devido à sua baixa complexidade. Porém, esta tem grande impacto no desempenho do sistema devido à distorção associada ao corte severo na amplitude do sinal original.

No capítulo 3, foi apresentado o novo método de amplificação de um sinal OFDM, independente do nível de PAPR, denominado de amplificação linear quantizada de um sinal MC. Este método consiste na quantização das amostras da envolvente do sinal, em que os símbolos quantizados são decompostos na soma de vários sinais de envolvente constante. Isto permite a utilização de amplificadores não lineares no processo de amplificação do sinal ao mesmo tempo que se evitam efeitos de espalhamento espectral devido ao processo de quantização, uma vez que o impulso do sinal resultante é definido nos moduladores dos diversos ramos de amplificação (como os sinais são de envolvente constante, não existe distorção nos amplificadores, sendo a distorção devida somente ao processo de quantização). Neste capítulo foram ainda caracterizadas matematicamente as propriedades estatísticas da envolvente complexa do OFDM, tendo estas sido comprovadas com a obtenção dos resultados experimentais.

No capítulo 4, foi analisado o impacto do erro de quantização do sinal no método apresentado, quer ao nível do SIR e quer ao nível da BER, tendo-se verificado que para quantizadores com 32 ou mais níveis os valores do SIR situam-se acima dos 22 dB, pelo que a degradação da BER é desprezável.

Por último, no capítulo 5, procedeu-se à análise dos efeitos do clipping no processo de amplificação linear quantizada. O objetivo principal da aplicação do clipping na quantização é otimizar o processo da quantização do sinal de forma a reduzir o número de bits necessários. O nível de clipping adotado foi definido de acordo com a probabilidade da envolvente complexa exceder um certo valor de clipping (fornecido pela função FDP). Dos resultados obtidos verificou-se que para probabilidades da envolvente exceder o valor de clipping abaixo de  $10^{-4}$ , os efeitos do clipping no desempenho são desprezáveis. Por conseguinte, mediante a aplicação do clipping

no quantizador do sinal, pode-se obter um bom **“trade-off”** entre a degradação do sinal ao nível do SIR e da BER, face à redução do número de níveis de quantização.

Dos resultados obtidos, pode-se concluir que o método de amplificação linear quantizada permite amplificar um sinal OFDM, evitando ao mesmo tempo a degradação associada a uma distorção não linear. Além de evitar o espalhamento espectral do sinal, também apresenta desempenhos similares ao do sinal original, ao mesmo tempo que garante uma elevada eficiência energética no processo de amplificação devido ao recurso a amplificadores saturados. Estas vantagens aliadas à baixa complexidade do processo de amplificação proposto, permitem antever que este seja uma boa alternativa aos métodos previamente existentes.

## 6.2 TRABALHO FUTURO

Como trabalho futuro em relação ao método apresentado, podem-se salientar os seguintes aspetos:

- análise do impacto de um quantizador não uniforme na quantização das amostras das componentes em fase e quadratura da envolvente complexa do sinal;
- análise do impacto e otimização dos desequilíbrios de fase entre os amplificadores do sinal resultante após a quantização;
- análise do impacto de erros nos ganhos de amplificação dos diversos ramos ao nível do desempenho;
- análise do impacto dos diversos tipos de combinadores.

## REFERÊNCIAS

- [1] G. Pedro e L. Leonel, "Comparação entre Técnicas de Redução da PAPR em Sinais OFDM," XXIX Simpósio Brasileiro de telecomunicações – SBrT'11, 02-05 de Outubro de 2011, Curitiba, Brasil.
- [2] Folhas da disciplina de Comunicações sem fios (CSF), 2016, URL: [tele1.dee.fct.unl/csf](http://tele1.dee.fct.unl/csf).
- [3] T. L. Dezan, J. A. L. Silva, K. F. Côco, e E. O. T. Salles, "Comparação das Técnicas de Modulação Multiportadoras Aplicadas às Comunicações via Rede Elétrica", XXI Simpósio Brasileiro de telecomunicações-SBT'04, 06- 09 de Setembro de 2004, Belém - PA, Brasil.
- [4] M. Gautier, C. Lereau, M. Arndt, e J. Lienard, "PAPR analysis in Wavelet Packet Modulation," *2008 3rd Int. Symp. Commun. Control. Signal Process. ISCCSP 2008*, vol. 2, no. 3, pág. 799–803, 2008.
- [5] P. Agrawal, "Wireless communications," *IMA Vol. Math. its Appl.*, vol. 5, no. 143, Novembro, 2006, ISBN-10: 0387372695.
- [6] Ramjee Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, Artech House, 2004, ISBN: 9781580537964.
- [7] Fábio Amaral, "Iterative detection and channel estimation for SC-FDE schemes", dissertação de mestrado, FCT-UNL 2010.
- [8] Digital Video Broadcasting (DVB); OFDM modulation for microwave digital terrestrial television, ETSI EN 301 701 V1.1.1 (2000-08), European Standard (Telecommunications series).
- [9] A. Cheaito, J. Héland, M. Crussière, e Y. Louët, "Impact of Clipping on EVM of the Predistorted Non-Linear Amplified Multicarrier Signals", ISWCS 2015, Bruxelas, Bélgica.
- [10] G. A. Zhang, J. Y. Gu, Z. H. Bao, C. Xu, e S. B. Zhang, "Efficient Signal Detection for Cognitive Radio Relay Networks Under Imperfect Channel Estimation," *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 25, no. 3, pág. 294–307, 2014.
- [11] Huy Dung Han e Peter Adam Hoeher, "Predistortion and nonlinear for OFDM signals in the presence of nonlinear high power amplification", *European Trans. on telecom.*, 19 Fevereiro, 2007.
- [12] A. Deshmukh e S. Bodhe, "Performance evaluation of constant envelope OFDM working in 60 GHz band," *Int. J. Eng. Technol.*, vol. 4, no. 1, pág. 24–36, 2012.
- [13] S. C. Thompson, A. U. Ahmed, J. G. Proakis, J. R. Zeidler, e M. J. Geile, "Constant envelope OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 56, no. 8, pág. 1300–1312, 2008.

- [14] R. Dinis, P. Montezuma, N. Souto, e J. Silva, "Iterative frequency-domain equalization for general constellations," *33rd IEEE Sarnoff Symp. 2010, Conf. Proc.*, no. 1, pág. 0–4, 2010, Princeton, USA.
- [15] Shigeo Kusunoki, KanagaWa (JP), Power Amplification Apparatus, Ofdm Modulation Apparatus, Wireless Transmission Apparatus, And Distortion Reduction Method For Power Amplification Apparatus, USPTO, Patent number 8565342B2, 22 de Outubro, 2013.
- [16] A. Gusmão e Rui Dinis, "Nonlinear signal processing schemes for OFDM modulations within conventional or LINC transmitter structures," *Eur. Trans. Telecommun.*, pág. 15, 2008.
- [17] Yuval Shalom, Givatayim; Danny Arison, Tel Aviv; Kalman Kaufman, Ramat Hasharon, Super-linear multi-carrier power amplifier, USPTO, Patent number 6166601, 26 Dezembro, 2000.
- [18] T. Araújo e R. Dinis, "Performance evaluation of quantization effects on multicarrier modulated signals," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 5, pág. 2922–2930, 2007.
- [19] T. Araújo e R. Dinis, *Analytical Evaluation of Nonlinear Distortion Effects on Multicarrier Signals*, CRC PRESS, 2015, ISBN 9781482215946.
- [20] X. Shao e C. H. Slump, "Quantization Effects in OFDM Systems," Proceedings of the 29th Symposium on Inf. Theory, Benelux, pág. 93-103, Leuven, Bélgica, 2008.

## PATENTES

Pedido de Patente submetido no US Patent Office:

Application Number [15446286](#)

Title

[Apparatus for quantized linear amplification with nonlinear amplifiers](#)